

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2018

Bc. Miroslav Waldecker



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

**ALGORITMY SYNCHRONIZACE PRO SYSTÉMY 5G V
PÁSMU MILIMETROVÝCH VLN**

SYNCHRONIZATION METHODS FOR MILLIMETER-WAVE 5G SYSTEMS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Miroslav Waldecker

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Roman Maršálek, Ph.D.

BRNO 2018

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**

Ústav radioelektroniky

Student: Bc. Miroslav Waldecker

ID: 192511

Ročník: 2

Akademický rok: 2017/18

NÁZEV TÉMATU:

Algoritmy synchronizace pro systémy 5G v pásmu milimetrových vln

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se se zapojením a parametry HW setupu pro přenos signálů v pásmu 60 GHz, připravovaného na UREL. Prostudujte metody synchronizace nosné a synchronizace časování symbolů, použitelné pro systémy založené na OFDM a z nich odvozených signálů (např. F-OFDM). Vybranou metodu simulujte v prostředí MATLAB.

Navrhněte parametry vysílaného signálu, např. optimální preambuli na vysílací straně. Dle potřeby modifikujte firmware HW setupu a vybranou metodu pak ověřte experimentálním měřením v pásmu 60 GHz. Zhodnoťte citlivost na rádiový kanál, případně i vliv nedokonalosti RF front-endu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] ZHANG, C. et al, Robust IQ imbalance estimation and compensation via specific preamble for 60 GHz systems, IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Shanghai, 2013, pp. 4134-4139.

[2] KOSCHEL, L., KORTKE, A., Frequency synchronization and phase offset tracking in a real-time 60-GHz CS-OFDM MIMO system, 23rd IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications - (PIMRC), Sydney, NSW, 2012, pp. 2281-2286.

Termín zadání: 5.2.2018

Termín odevzdání: 15.8.2018

Vedoucí práce: prof. Ing. Roman Maršálek, Ph.D.

Konzultant:

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

V tejto práci sa venujem základnému prehľadu synchronizácii nosnej a časovania pre OFDM systémy v sieťach 5G. Sú tu rozobrané postupne systémy OFDM, ich vlastnosti a parametre, ktoré systémy OFDM ovplyvňujú a ich pôvod. Ďalej sú analyzované základné spôsoby odhadu a výpočtu ako chýb časovania, hľadania začiatku symbolu, tak posun frekvencie nosných. Poslednou časťou je stručný popis hardvéru pre prenos v pásme milimetrových vln na frekvencii 60GHz. Tieto poznatky budú ďalej rozšírené a implementované na už spomenutom reálnom harvérovom setupe.

KLÚČOVÉ SLOVÁ

OFDM, 5G, CFO, STO

ABSTRACT

Goal of this thesis is to analyse basic algorithms for the carrier and time synchronisation in the OFDM systems in 5G networks. Firtly, basic introduction to OFDM systems, then parameters and properties of the OFDM are discussed. Then estimation and compensation timing and frequency offsets are analysed as well as algorythms for searhcing of the start of the symbols. Last but not least hardware setup, which will be prepared in the DREL department for test of the communication in the millimeter wave band, with frequency of 60GHz is slightly discribed. This thesis is just a introduction for the real future work on this setup.)

KEYWORDS

OFDM, 5G, CFO, STO

WALDECKER, Miroslav. *Algoritmy synchronizace pro systémy 5G v pásmu milimetrových vln*. Brno, Rok, 76 s. Diplomová práca. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedúci práce: prof. Ing. Roman Maršálek, Ph.D.

VYHLÁSENIE

Vyhlasujem, že som svoju diplomovú prácu na tému „Algoritmy synchronizace pro systémy 5G v pásme milimetrových vln“ vypracoval(a) samostatne pod vedením vedúceho diplomovej práce, využitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor(ka) uvedenej diplomovej práce ďalej vyhlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto diplomovej práce som neporušil(a) autorské práva tretích osôb, najmä som nezasiahol(-la) nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv osobnostných a/alebo majetkových a som si plne vedomý(-á) následkov porušenia ustanovenia § 11 a nasledujúcich autorského zákona Českej republiky č. 121/2000 Sb., o práve autorskom, o právach súvisiacich s právom autorským a o zmene niektorých zákonov (autorský zákon), v znení neskorších predpisov, vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z ustanovenia časti druhej, hlavy VI. diel 4 Trestného zákoníka Českej republiky č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

podpis autora(-ky)

POĎAKOVANIE

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce panu prof. Ing. Romanu Maršálkovi, Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

Brno

.....

podpis autora(-ky)

POĎAKOVANIE

Výzkum popsaný v tejto diplomovej práci bol realizovaný v laboratóriách podporených projektom SIX; registračné číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operačný program Výzkum a vývoj pro inovace.

Brno

.....
podpis autora(-ky)

OBSAH

Úvod	11
1 Teoretická časť studentské práce	13
1.1 Modulácia OFDM	13
1.2 Problémy spojené s OFDM	16
1.3 Vhodné modulácie pre 5G	17
1.3.1 FBMC - Filter Bank Multi-Carrier	17
1.3.2 UPMC - Universal Filter Multi-Carrier	17
1.3.3 GFDM - Generalized Frequency Division Multiplex	19
1.4 Modulácia F-OFDM	19
1.4.1 Návrh tvarovacieho filtra F-OFDM	21
1.4.2 Parametre tvarovacieho filtra F-OFDM	23
2 Prenosový reťazec F-OFDM a vznik nedokonalostí	26
2.0.1 Nedokonalosti v reťazci	27
2.0.2 Posunutie frekvencie nosnej	28
2.0.3 Fázový šum	29
2.0.4 Nedokonalosti IQ	29
2.0.5 Posunutie frekvencie vzorkovania	30
2.0.6 Posunutie časovania symbolov	31
3 Metódy synchronizácie CFO a STO	32
3.0.1 Metóda Moose-a	32
3.0.2 Metóda Schmidl-Cox	33
3.0.3 Metóda Van de Beek	34
3.1 Simulácie algoritmov v prostredí Matlab	35
4 Experimentálne riešenie	41
4.1 Popis hardware setup-up	41
4.2 Vysielanie, príjem a spracovanie dát	47
4.2.1 Preambula zložená z dvoch rovnakých symbolov	48
4.2.2 Preambula odvodená z HiperLAN II	50
5 Závěr	54
Literatúra	55
Zoznam symbolov, veličín a skratiek	58

Zoznam príloh	59
A Zdrojové kódy pre Matlab	60
B Zdrojové kódy pre Matlab generujúce dáta pre experiment	72

ZOZNAM OBRÁZKOV

1.1	Subnosné pre FDM.	13
1.2	Subnosné pre OFDM.	14
1.3	Principiálna schéma generovania OFDM	15
1.4	Principiálna schéma OFDM demodulátora	16
1.5	Vkladanie cyklického prefixu dĺžky L	17
1.6	Štruktúra vysielacej časti FBMC	18
1.7	Štruktúra UFMC	18
1.8	Štruktúra GFDM	19
1.9	Štruktúra vysielacej časti F-OFDM	20
1.10	Štruktúra prijímacej časti F-OFDM	21
1.11	W-OFDM a F-OFDM v časovej oblasti	22
1.12	Tvarovací filter F-OFDM	23
1.13	Impulzová charakteristika tvarovacieho filtra F-OFDM	24
1.14	Porovnanie PSD OFDM a F-OFDM	25
2.1	F-OFDM vysielateľ	26
2.2	F-OFDM prijímač	27
2.3	Prenosový kanál	27
2.4	Dopplerov posun v závislosti od rýchlosti a frekvencie nosnej	28
2.5	Rotácia konštalačného diagramu v IQ rovine v dôsledku CFO	29
2.6	IQ nesymetrie v prijímači	30
2.7	Začiatok symbolu a okno FFT	31
3.1	Odhad CFO metódou Schmidla a Coxa, pre CFO = 0.1	36
3.2	Odhad CFO metódou Moose-a, pre CFO = 0.1	37
3.3	Odhad CFO metódou Beeka, pre CFO = 0.25	37
3.4	Odhad CFO metódou Schmidla a Coxa, pre CFO = 0.25	38
3.5	Odhad CFO metódou Moose-a, pre CFO = 0.25	38
3.6	Odhad CFO metódou Beeka, pre CFO = 0.25	39
3.7	Odhad CFO metódou Schmidla a Coxa, pre CFO = 0.4	39
3.8	Odhad CFO metódou Moose-a, pre CFO = 0.4	40
3.9	Odhad CFO metódou Beeka, pre CFO = 0.4	40
4.1	Principiálna bloková schéma HW setup-u	41
4.2	Modul Backhaul RF pre 60GHz	42
4.3	HW setup - doska AD prevodníka a vysokorýchlostnej dosky spracovania údajov	42
4.4	HW setup - doska DA prevodníka a vysokorýchlostnej dosky generovania údajov	43
4.5	Bloková schéma reálneho experimentu	44

4.6	Fotografia zostavy reálneho experimentu	45
4.7	Vyslaný OFDM signál	46
4.8	PSD prijatého signálu F-OFDM	47
4.9	Štruktúra vysielaného rámca	47
4.10	Štruktúra vysielaného rámca pre prvý typ signálu	48
4.11	Prijatý signál F-OFDM pred spracovaním	48
4.12	Prijatý signál F-OFDM posunutý vo frekvencii	49
4.13	Prijatý signál F-OFDM a metrika Jaap van Beek zväčšená hore a odhad CFO dole	50
4.14	Celý signál F-OFDM so začiatkami rámcov hore a odhad CFO dole .	51
4.15	Štruktúra preamble HiperLAN II	51
4.16	Prijatý signál F-OFDM pred spracovaním	52
4.17	Prijatý signál F-OFDM posunutý vo frekvencii	52
4.18	Preamble HiperLAN v časovej oblasti	53
4.19	Prijatý signál F-OFDM v časovej oblasti	53

ÚVOD

Každých 10 rokov prechádzajú komunikačné technológie revolučnou zmenou - generáciou. Momentálne je na vzostupe piata generácia telekomunikačných služieb 5G. Každá nová generácia prináša nové možnosti komunikácií, ale zároveň sú kladené väčšie požiadavky na rýchlosť prenosu, kapacitu, spoľahlivosť, rozmery a spotrebu. To si vyžaduje nové prístupy.

Kľúčové technológie pre systémy 5G sú [1]:

- Zväčšenie šírky pásma
- Masívne MIMO
- Zhušťovanie sietí
- Nové spôsoby a prístupy modulácií a kódovania
- Flexibilita

Predchádzajúce systémy 4G prinášali vysokú spektrálnu účinnosť, vysokú rýchlosť. Systémy 5G, však budú prinášať nové aplikácie ako napr. MTC (Komunikácia medzi zariadeniami - Machine Type Communication), CR (kognitívne rádio - Cognitive Raddio), Tactile Internet, ktorých požiadavky sú výrazne odlišné oproti 4G sieťam. V MTC budú komunikovať obrovské množstvá zariadení čo znamená ľahkú synchronizáciu, krátke pakety, nízku cenu a spotrebu, Tactile Internet zase vyžaduje veľmi rýchlu odozvu - nízku latenciu. [4].

S masívnym rozšírením komunikujúcich zariadení v systémoch 5G sa počíta s tromi hlavnými scenármi komunikácií: eMBB (Enhanced mobile broadband), mMTC (Massive machine type communications), URLLC (Ultra-reliable and low latency communications). Pre splnenie náročných požiadaviek na účinné rozdelenie rádiových kanálov a flexibilnú robustnú "numerológiu - kombinácia dĺžky symbolov a rozloženia subnosných" je nutné vyvinúť, alebo začať využívať nové typy modulácií a nové pásma v rádiových kanáloch.

Výrazným požiadavkom je vysoká prenosová rýchlosť a energetická účinnosť. Službám sa v posledných rokoch stáva použitie nelicencovaného pásma v oblasti milimetrových vĺn s frekvenciou 57-66GHz. Vzhľadom na vysokú frekvenciu siete máme možnosti vysokorýchlostných prenosov napr. video vo vysokom rozlíšení, gigabitový ethernet, prenosy súborov, ale s tým prichádzajú aj problémy. Malé rozmery komponentov v reťazci, vysoké vzorkovacie rýchlosti, variabilita pri výrobe v technológii CMOS spôsobujú výrazné rozdiely v parametroch komponentov, čo má za následok nerovnováhy a nesúlad medzi I a Q zložkami vo vysielači a prijímači. Modulácia OFDM je známa svojou extrémnou citlivosťou na CFO (Ofset nosnej frekvencie - Carrier Frequency Offset) a PN (Fázový šum - Phase Noise).

Aj napriek výborným vlastnostiam OFDM sa s týmto typom modulácie ako kandidátom v systémoch 5G nepočíta, práve pre problémy s CFO a PN a problémami

s kompenzáciou, nemožná flexibilita - dynamická zmena numerológie, navrhujú sa modulácie odvodené, poprípade iné neortogonálne modulácie. [5] navrhol možný spôsob kompenzácie CFO. V tejto práci sa venujem metódam synchronizácie nosnej a synchronizácie časovania pre OFDM a odvodeným moduláciám.

1 TEORETICKÁ ČÁST STUDENTSKÉ PRÁCE

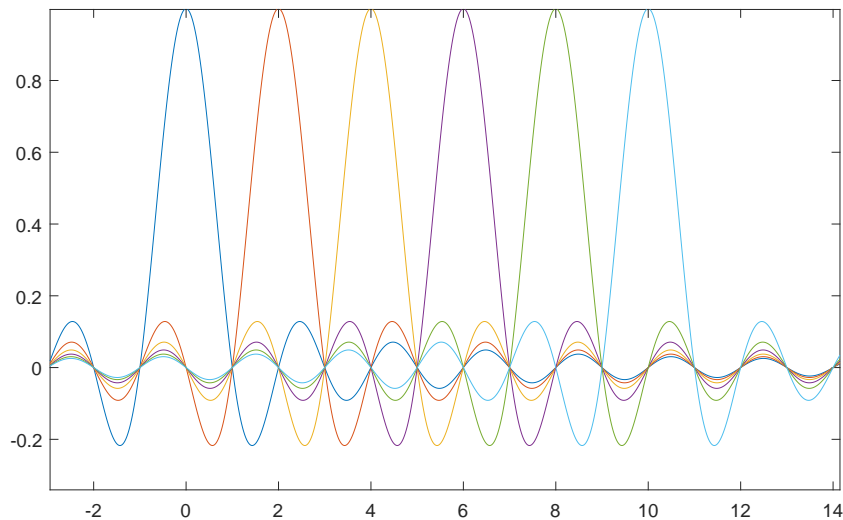
1.1 Modulácia OFDM

OFDM (Ortogonal Frequency Division Multiplex) patrí medzi systémy s viacerými nosnými. [7]. Táto metóda je známa už z obdobia druhej svetovej vojny. Avšak až s príchodom technologických prostriedkov pre výpočet FFT a IFFT sa znovu dostal do popredia a hojne sa využíva ako v bezdrôtových sieťach LTE a Wi-Fi, tak v digitálnej televízii a rádiu najmä pre možnú vysokú rýchlosť prenosu, využitím pásma, dobrej odolnosti voči frekvenčne selektívnemu úniku, úzkopásmovému rušeniu a jednoduchšej ekvalizácii. Má však svoje nevýhody a to problémy so synchronizáciou, náchylnosťou na CFO a PAPR

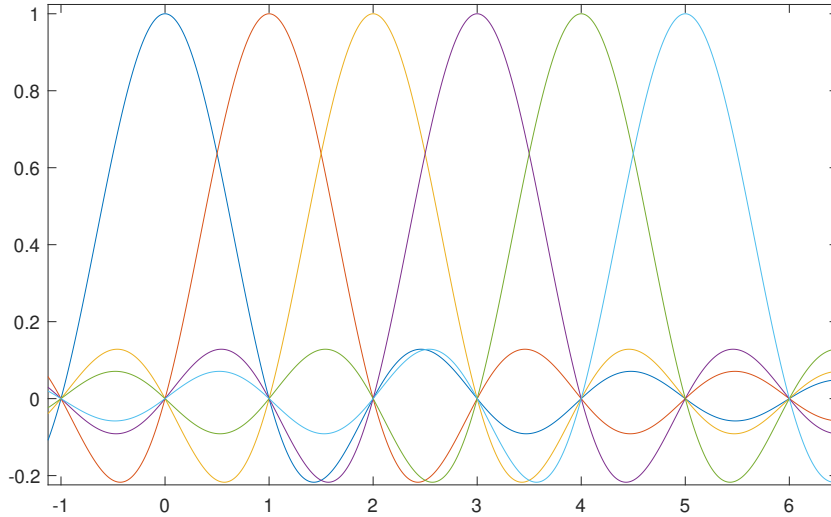
OFDM je systém s viacerými nosnými, ktorá delí pásmo na viaceré sub-nosné. Ide v podstate o rozloženie dátového toku na viacero paralelných vetví. Oproti štandardnému systému s viacerými nosnými, OFDM používa ortogonálne subnosné, ktoré vďaka tejto ortogonalite môžu byť veľmi blízko seba (navzájom sa prekrývajú), bez toho aby spôsobovali ICI - navzájom sa ovplyvňovali.

Rozloženie nosných v štandardnom frekvenčnom multiplexe:

Rozloženie nosných v OFDM:



Obr. 1.1: Subnosné pre FDM.



Obr. 1.2: Subnosné pre OFDM.

Matematicky vieme popísať signál OFDM v časovej oblasti [7]:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{M-1} A_{m,n} \text{Rect}_T(t - nT) e^{j2\pi m \frac{t}{T}} \quad (1.1)$$

,kde

- m - číslo nosnej
- n - poradie symbolu
- A - vyslaný symbol v n -tom poradí na m -tej nosnej
- T - perióda jedného symbolu

Funkcia $\text{Rect}_T(t - nT)$ predstavuje pravoúhle okno v časovej oblasti s dĺžkou T , čo zodpovedá *sinc* vo frekvenčnej oblasti. Kmitočty jednotlivých nosných sú:

$$\omega_m = 2\pi f_m = \frac{2\pi m}{T} \quad (1.2)$$

Vzdialenosť medzi dvomi nosnými je tým $\frac{1}{T}$, preto tam kde má m -tá nosná maximum, majú ostatné nosné nulový výkon, z čoho vyplíva vlastnosť absencie ICI. Pre M nosných máme hornú frekvenciu rovnú:

$$\omega_M = \frac{2\pi M}{T} \quad (1.3)$$

Z čoho pre vzorkovací kmitočtet:

$$f_{vz} = \frac{M}{T} \quad (1.4)$$

a i-tá vzorka:

$$t = i \frac{T}{M} \quad (1.5)$$

dosadením do (1.1):

$$s(i \frac{T}{M}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{M-1} A_{m,n} \text{Rect}_T(i \frac{T}{M} - nT) e^{\frac{j2\pi mt}{M}} \quad (1.6)$$

Keď uvažujeme nejaký n-tý symbol na intervale T, potom (1.6) prejde na:

$$s(i \frac{T}{M}) = \sum_{m=0}^{M-1} A_{m,n} e^{\frac{j2\pi mt}{M}} \quad (1.7)$$

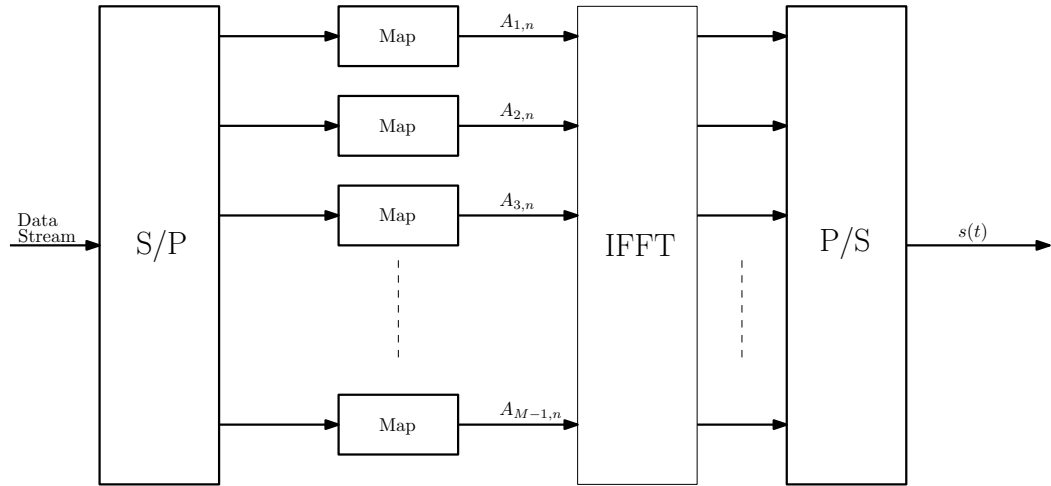
čo je vzťah pre IFFT. Odtiaľ vypláva základný spôsob modulácie.

- Namapujeme postupnosť symbolov po M-ticiach
- Po blokoch spočítame IFFT
- Výstup serializujeme a vyšleme

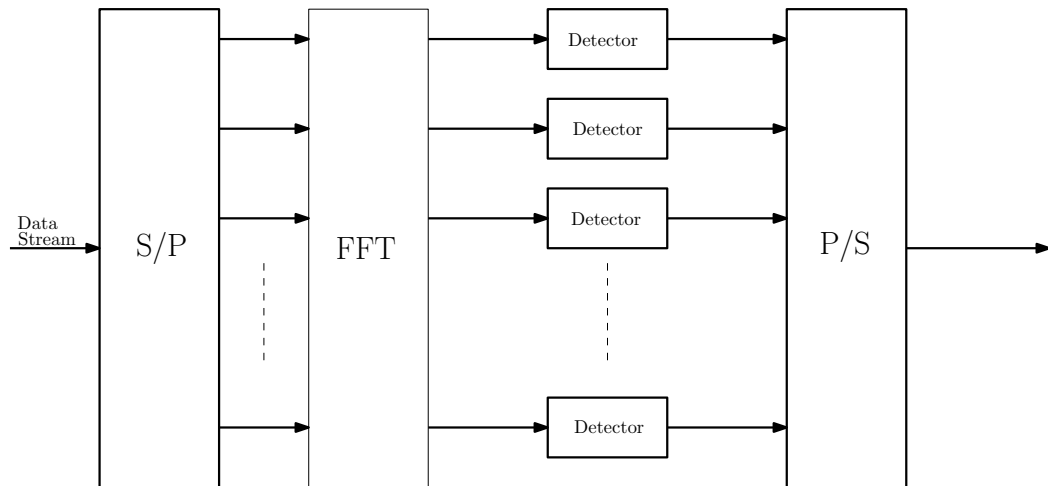
Príjem OFDM prebieha podobne ako vysielanie, kde vďaka symetrii vieme spočítať vyslané symboly.

- Vstup deserializujeme
- Po blokoch spočítame FFT
- Detekujeme prijaté M-tice a z nich serializujeme vyslané symboly

Modulátor a demodulátor sú navzájom komplementárne. Bloková schéma OFDM:



Obr. 1.3: Principiálna schéma generovania OFDM



Obr. 1.4: Principiálna schéma OFDM demodulátora

1.2 Problémy spojené s OFDM

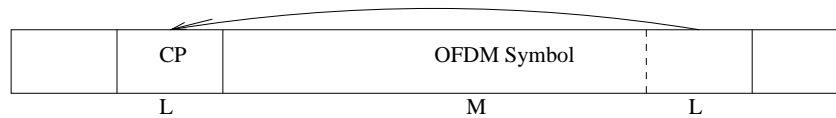
V komunikačnom kanále prijímač prijíma kvôli viaccestnému spôsobu šírenia signálu niekoľko rovnakých časovo posunutých replík signálu. To spôsobí, že zatiaľ čo priamou cestou prijímame začiatok n -teho symbolu zároveň prijímame nepriamou cestou koniec predchádzajúceho $n-1$ symbolu. To nevyhnutne spôsobí ISI, (Inter-symbol interference) [9]. Pre elimináciu medzisympolových interferencií je zaužívaná technika vkladania ochranného intervalu N_g na začiatok každého OFDM symbolu. Jeho dĺžka je vhodne zvolená v závislosti na predpokladanej dobe oneskorenia nepriamej cesty v komunikačnom kanály. Táto doba musí byť známa a musíme s ňou počítať už pri návrhu OFDM a spôsobí plytvanie prostriedkami. Väčšinou je ochranný interval pod $\frac{1}{4}N$.

Poznáme základné dva typy ochranných intervalov.

- ZP - zero padding
- CP - cyclic prefix

ZP - zero padding, alebo vkladanie nulového intervalu má výhodu v jednoduchšej implementácii a vysielanom výkone z toho vyplývajúcej spotrebe. Avšak ak prijímame viacero takýchto symbolov nastane porušenie ortogonalít a tým ICI. Preto je vhodnejšia technika CP - cyclic prefix, kedy vkladáme pred symbol presnú kópiu z pred konca OFDM symbolu s definovanou dĺžkou L .

Ďalším problémom je rozšírenie spektra OFDM, kde nastáva prienik do okolitých kanálov. Preto sú krajné subnosné väčšinou nevyužívané. Takisto v okolí jednosmernej zložky sú takisto nevyužívané. Tie nazývame ochranné, alebo virtuálne subnosné. Všetky potom jednotne ochranné pásmo. OFDM sa v spektre rozprestiera pomerne



Obr. 1.5: Vkladanie cyklického prefixu dĺžky L

v širokom pásme. Pre zamedzenie prieniku do okolitých kanálov používame v časovej oblasti okno.

Posledným hlavným problémom OFDM je príliš veľký PAPR (Peak to Average Power Reduction), čo znamená, že vo vysielacom nemože výkonový zosilňovač pracovať blízko saturácie, z čoho vyplíva znížená energetická účinnosť.

1.3 Vhodné modulácie pre 5G

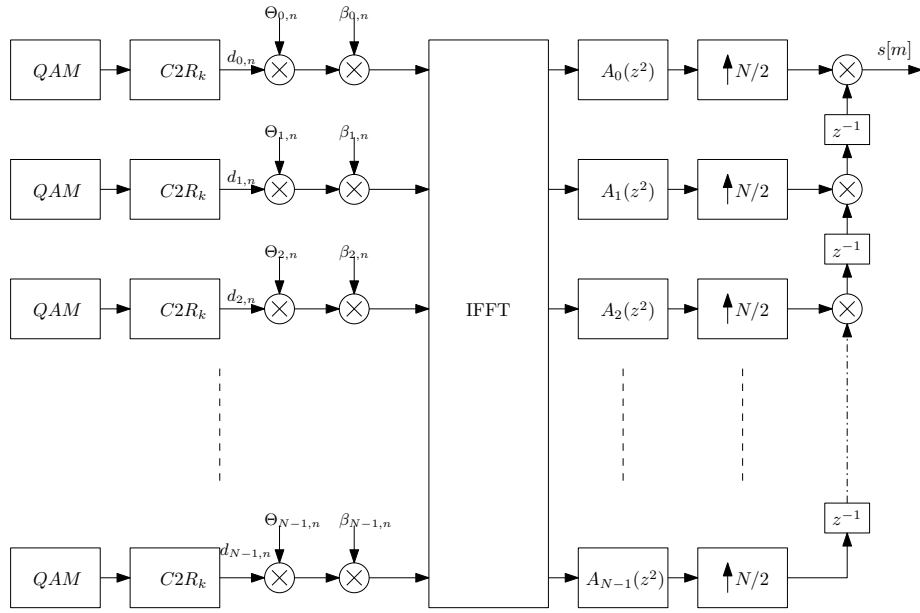
V podstate všetky modulácie, ktoré sa ukazujú ako vhodný kandidáti pre siete 5G používajú rôzne typy tvarovacích filtrov. Tým sa efektívne potláčajú prieniky mimo pásma a zvyšuje spektrálna účinnosť. Na druhú stranu, sa zmenšuje ortogonalita medzi subnosnými a tým vznikajú interferencie medzi nosnými ICI (Inter-Carrier interference), čo musí byť kompenzované a tým sa zvyšuje výpočtová náročnosť.

1.3.1 FBMC - Filter Bank Multi-Carrier

Prvou z perspektívnych modulácií je FBMC (Filter Bank Multi-Carrier). Hlavnou myšlienkou je filtrovanie jednotlivých subnosných vo vysielacej aj prijímacej strane. V závislosti od použitých filtrov a štruktúr sa vyvíjajú rôzne princípy implementácie FBMC napr. SMT - Staggered Modulated Multitone, CMT - Cosine Modulated Multitone alebo FMT - Filtered Multitone. Na obr. 1.6. je zobrazená štruktúra vysielateľa FBMC SMT ako ju navrhuje [15], kde je vytvorený pomocou FIR štruktúry založenej na Root Raised Cosine filtry polyfázový filter A_k dĺžky k . Výhodou FBMC je napríklad možná implementácia vo fragmentovanom spektre, výborná robustnosť na chyby časovania. Nevýhodou však je zlá implementácia MIMO ako Alamoutiho časovo priestorové kódovanie.

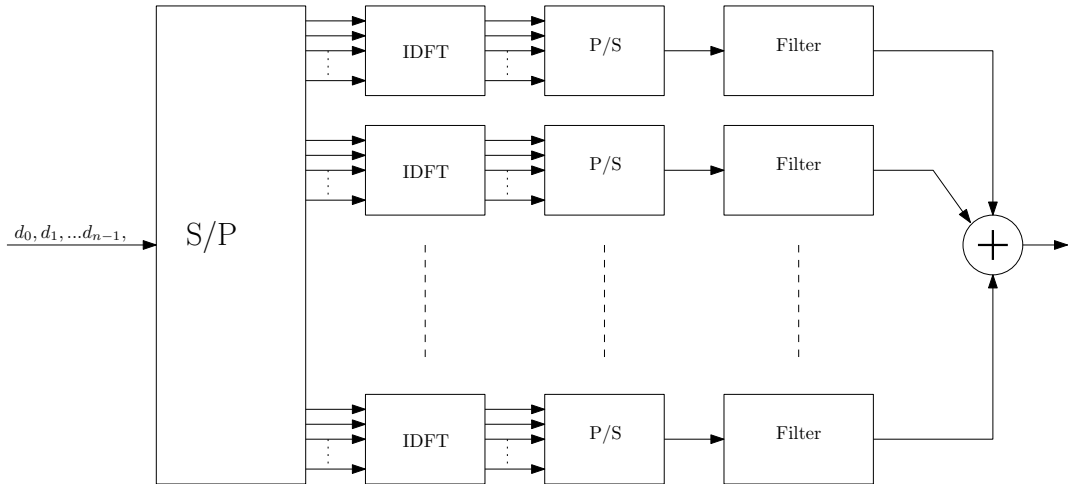
1.3.2 UFMC - Universal Filter Multi-Carrier

Na rozdiel od FBMC, kde je použitý polyfázový filter, je v UFMC (Universal Filter Multi-Carrier) použitý filter zvlášť pre každé subpásma a väčšinou je pre každé pásmo rovnaký. Táto štruktúra umožňuje flexibilné rozloženie subpásiem v dostupnom použiteľnom spektre. Dá sa naň pozeráť ako na kompromis medzi FBMC a



Obr. 1.6: Štruktúra vysielacej časti FBMC

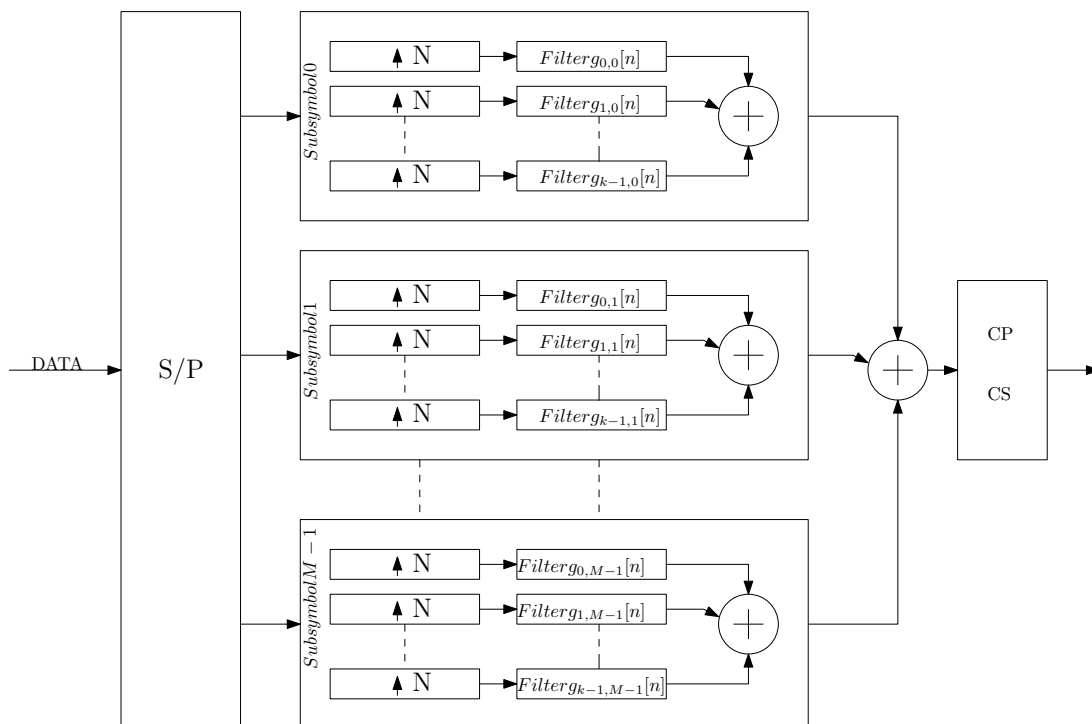
FBMC. Na obr. 1.7 je zobrazená štruktúra UFMC vysieláča. Symboly d_0, d_1, \dots, d_n sú komplexné symboly QPSK, M-QAM, ktoré sa rozdelia - namapujú medzi jednotlivé bloky s IFFT. Výhody UFMC sú spektrálna účinnosť porovnateľná s FBMC, možná komunikácia s veľmi malým oneskorením, flexibilita. Nevýhodou je parciálna strata ortogonalít, nie je moc vhodná pre vysokorýchlostné prenosy, interferencia medzi prekrývajúcimi sa subpásmami a výpočtová náročnosť v prijímači, keďže je nutné použiť FFT s veľa bodmi.



Obr. 1.7: Štruktúra UFMC

1.3.3 GFDM - Generalized Frequency Division Multiplex

Motiváciou pre GFDM (Generalized Frequency Division Multiplex) bolo rozloženie použiteľného spektra medzi užívateľov do jednotlivých segmentov pomocou bánk filtrov, ktoré sú dynamické, a tým je takáto štruktúra veľmi vhodná pre implementáciu v kognitívnych rádiách.



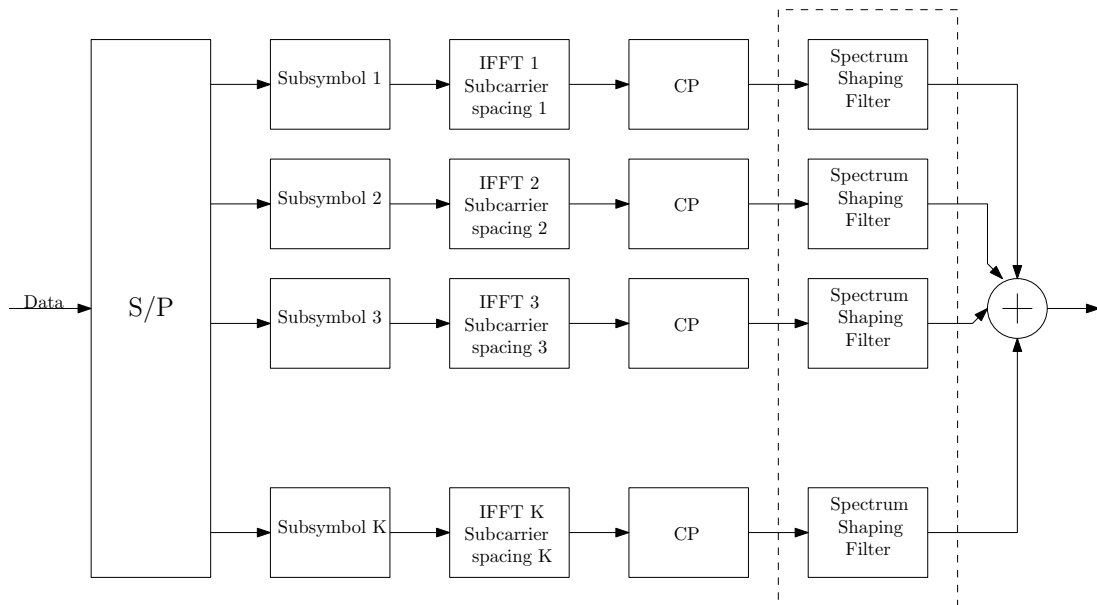
Obr. 1.8: Štruktúra GFDM

Zo štruktúry GFDM vysielateľa, obr. 1.8 je vidieť, že je tu zavedený aj cyklický prefix a cyklický suffix, každé subpásmo môže mať rôznu šírku. Filtrácia je implementovaná kruhovou konvolúciou. Výhody GFDM sú nižší PAPR (Peak to Average Power Reduction), malé úniky v spektre. Nevýhodou je znovu výpočtová náročnosť, nutnosť použitia prispôbeného filtra s potlačením interferencií ICI (Inter-Carrier interference) a ISI (Inter-symbol interference), komplikácie s implementáciou MIMO, veľmi komplikovaný odhad chýb časovania STO (Offset časovania symbolu - Symbol Timing Offset) a CFO (Offset nosnej frekvencie - Carrier Frequency Offset).

1.4 Modulácia F-OFDM

V predchádzajúcich generáciách komunikácií (4G, LTE,...) prevládalo použitie OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) modulácie, v prichádzajúcej generácii je nutné, aby bola modulácia flexibilná - flexibilná numerológia. Takúto vlastnosť

majú modulácie odvodené z OFDM, čo je dosiahnuté buď použitím okna, W-OFDM (Windowed Orthogonal Frequency Division Multiplex) alebo filtrovaním F-OFDM (Filtered Orthogonal Frequency Division Multiplex) v subpásme. To je dosiahnuté rozdelením pásma na niekoľko subpásiem s možnosťou rôznej numerológie na rozdiel od štandardnej OFDM modulácie. Na obr. 1.9 je zobrazená principiálna štruktúra F-OFDM vysielača a na obr 1.10 principiálna schéma F-OFDM prijímača. Vysielané dáta sa rozdelia medzi jednotlivé subpásma, kde každé subpásmo je zvlášť mapované a modulované pomocou IFFT, čomu zodpovedá štandardná OFDM modulácia. Následuje vloženie cyklického prefixu. Po vložení cyklického prefixu je nutné tvarovať spektrum filtrom, ktorý je základom F-OFDM modulácie. Zo štrukturálnej schémy je vidieť, že nie je dôležité, aby boli jednotlivé subpásma rovnaké, to znamená, že sú použité rôzne IFFT, s rôznym počtom bodov, s rôznymi vzdialenosťami medzi subnosnými, to zaručuje vysokú flexibilitu.



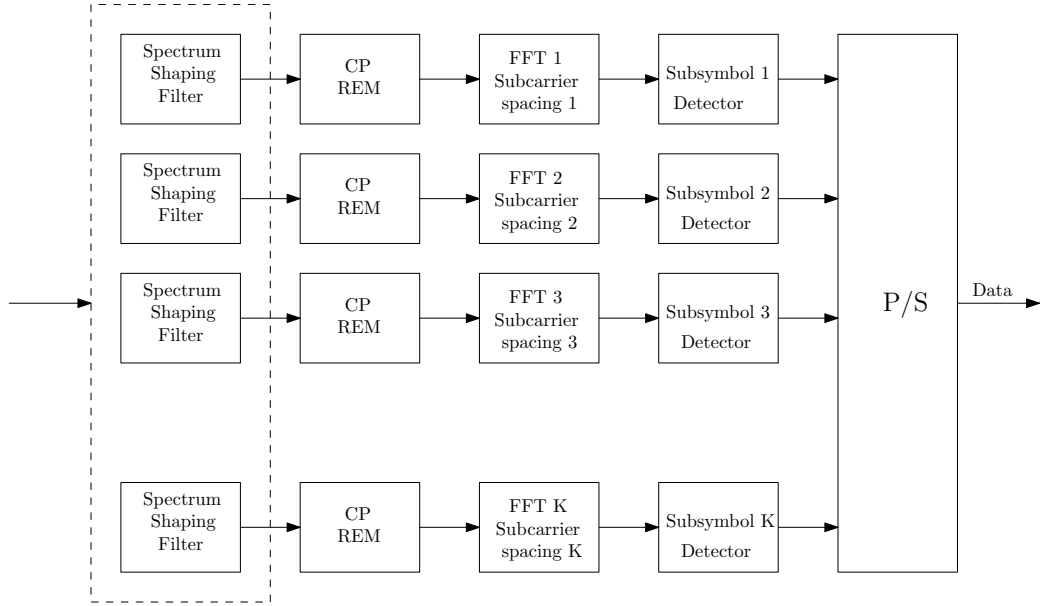
Obr. 1.9: Štruktúra vysielačej časti F-OFDM

Z obr. 1.9 môžeme rozdeliť moduláciu na dve časti:

- Generovanie signálu v subpásme
- Tvarovanie spektra filtrom

Generovanie signálu v subpásme je v podstate generovanie OFDM signálu s cyklickým prefixom a vyznačuje sa vlastnou numerológiu - vzdialenosti subnosných, dĺžka cyklického prefixu nezávisle na subpásme.

Podstatnou je práve druhá časť modulátora a tou je tvarovanie spektra filtrom. Jeho hlavnou úlohou je zabránenie prieniku - presakovania do okolitých subpásiem. [16].



Obr. 1.10: Štruktúra prijímacej časti F-OFDM

Ilustrácia aplikovanie okna a filtrácie na signál je vidieť na obr. 1.11. Tvarovanie spektra je možné tromi spôsobmi:

- Filtrovanie subnosných: Na každú zo subnosných v rámci subpásma je aplikovaný *Sinc*. Toto sa uplatňuje pri modulácii W-OFDM
- Filtrovanie subpásma: CP-OFDM modulované subpásma prechádza filtrom, ktorého šírka pásma je veľmi blízka šírke pásma subpásma. To má za následok potlačenie postranných únikov oproti OFDM.
- Kombinácia filtrovania subnosných a subpásiem

Matematicky môžeme popísať F-OFDM symbol v diskretnej oblasti ako OFDM symbol:

$$s(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} A_k e^{j2\pi kn/N} \quad (1.8)$$

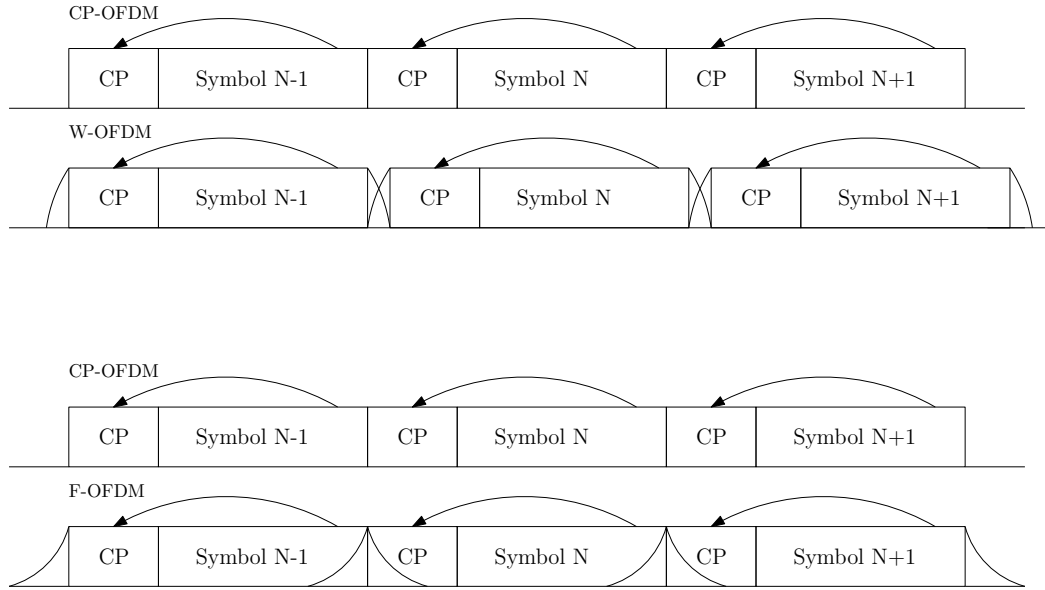
a aplikovať konvolúciu, ktorá predstavuje tvarovací filter:

$$s_f(n) = s(n) * h_f(n) \quad (1.9)$$

,kde $h_f(n)$ je impulzová charakteristika výstupného tvarovacieho filtra.

1.4.1 Návrh tvarovacieho filtra F-OFDM

Pre správnu funkciu F-OFDM je nutné navrhnuť tvarovací filter, ktorý má spĺňa nasledovné podmienky [16]:



Obr. 1.11: W-OFDM a F-OFDM v časovej oblasti

- Prenos v pásme priepustnosti (v oblasti všetkých subnosných daného subpásma) čo najviac plochý, aby nedochádzalo k skresleniam jednotlivých subnosných.
- Ostrý prechod do pásma nepriepustnosti, aby sa neovplyvňovali subpásma medzi sebou
- Vysoký útlm v pásme nepriepustnosti

Funkcia *sinc* s nekonečným rozvojom, má vo frekvenčnej oblasti obdĺžnikový priebeh. Takýto filter by bol ideálny, problém je však, že takýto filter nevieme implementovať. Riešením je použiť okno, ktorým takýto filter upravíme. Na výber je viacero okien používaných v digitálnom spracovaní signálov:

- Štvorcové okno:

$$h(n) = K \cdot \text{rect} \frac{n - \frac{M}{2}}{M} \quad (1.10)$$

- Blackmanovo okno:

$$h(n) = K \cdot (0.42 - 0.5 \cdot \cos \frac{2\pi n}{M} + 0.08 \cdot \cos \frac{4\pi n}{M}) \quad (1.11)$$

- Hammingovo okno:

$$h(n) = K \cdot (0.54 - 0.46 \cdot \cos \frac{2\pi n}{M}) \quad (1.12)$$

- Hanningovo okno:

$$h(n) = K \cdot (0.5 - 0.5 \cdot \cos \frac{2\pi n}{M}) \quad (1.13)$$

, kde K - normalizačná konštanta, M je dĺžka filtra. Po vynásobení $\text{sinc}h(n)$ dostaneme výsledný filter pre F-OFDM.

$$h_c(n) = K \frac{\sin(2\pi f_c(n - \frac{M}{2}))}{n - \frac{M}{2}} \cdot h_{win}(n) \quad (1.14)$$

1.4.2 Parametre tvarovacieho filtra F-OFDM

Odporúčaný návrh tvarovacieho filtra pre F-OFDM je možné nájsť v [16]. Nech je šírka subpásma W , dĺžka filtra T_w šírka pásma filtra sinc B .

Najskôr je vhodné zvoliť šírku pásma pre filter sinc , ktorá je:

$$B = W + 2\delta W \quad (1.15)$$

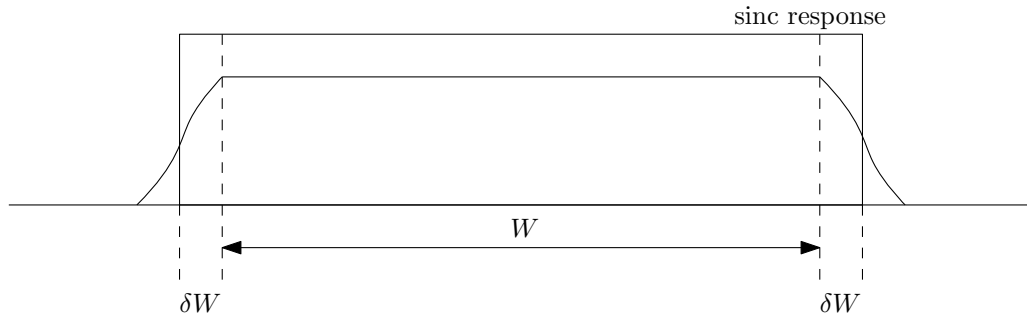
V ďalšom kroku navrhujeme okno, podľa odporúčania:

$$h_{win}(n) = (0.5(1 + \cos(\frac{2\pi n}{L-1})))^{0.6} \quad (1.16)$$

, kde L je dĺžka filtra, v našom prípade rád filtra + 1 $L = F_o + 1$. Funkciu sinc generujeme:

$$h_s(n) = \text{sinc}((B) \cdot \frac{n}{N}), -\lfloor \frac{L}{2} \rfloor \leq n \leq \lfloor \frac{L}{2} \rfloor \quad (1.17)$$

$$h_s(n) = \text{sinc}((W + 2\delta W) \cdot \frac{n}{N}), -\lfloor \frac{L}{2} \rfloor \leq n \leq \lfloor \frac{L}{2} \rfloor \quad (1.18)$$

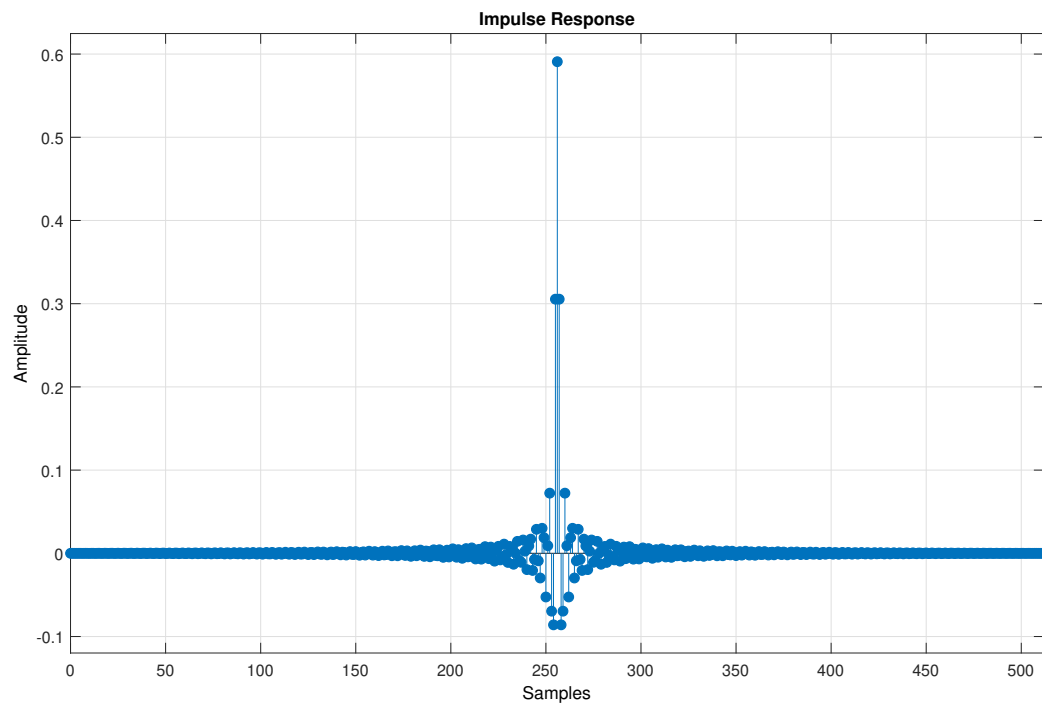


Obr. 1.12: Tvarovací filter F-OFDM

Následne koeficienty tvarovacieho filtra normalizujeme:

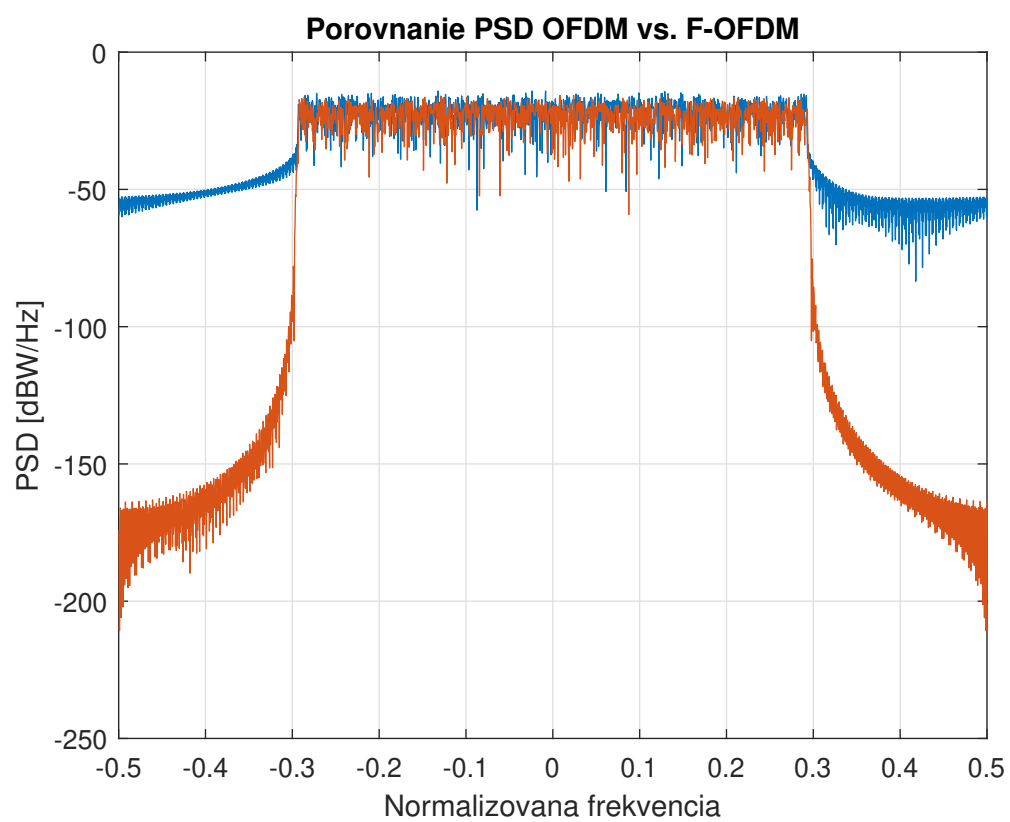
$$h(n) = \frac{h_s(n) \cdot h_{win}(n)}{\sum_n h_s(n) \cdot h_{win}(n)} \quad (1.19)$$

Poslednou operáciou je posunutie filtra na frekvenciu f_c , ktorá je v strede subpásma: Princíp som overil v prostredí Matlab. Na obr. 1.13 je výsledná impulzová charakteristika filtra:



Obr. 1.13: Impulzová charakteristika tvarovacieho filtra F-OFDM

A na obr.1.14 je zobrazené porovnanie spektrálnych výkonových hustôt pre rovnaké parametre a dáta, modulované OFDM modrý priebeh a F-OFDM, červený priebeh. Evidentný je výrazný pokles v pásme mimo subpásma.

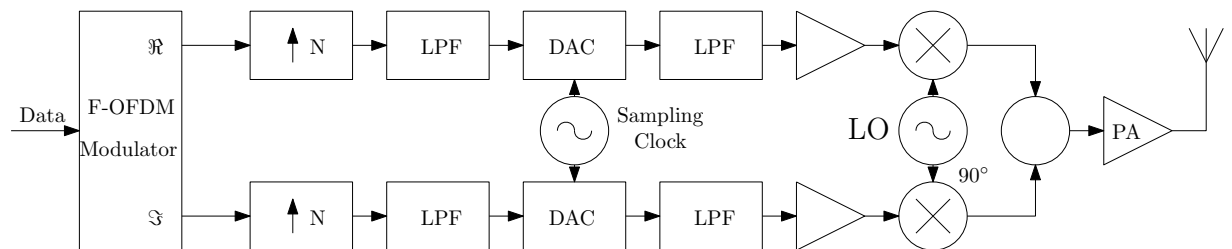


Obr. 1.14: Porovnanie PSD OFDM a F-OFDM

2 PRENOSOVÝ REĹAZEC F-OFDM A VZNIK NEDOKONALOSTÍ

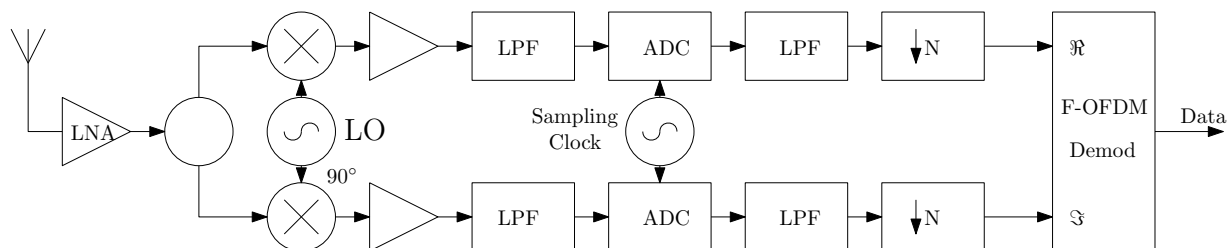
S príchodom architektúr schopných pracovať na stále vyšších pracovných frekvenciách je stále populárnejšia architektúra prijímača a vysielača s priamou konverziou, kde sa pásmový signál zmiešava priamo v kvadratórnom zmiešavači do základného pásma.

Bloková schéma vysielača je na obr. 2.1. Vstupné dáta sú v modulátore, v tomto prípade F-OFDM, modulované do kvadratórnej a priamej zložky. Tieto sú potom pomocou interpolácie posunuté do vyššieho pásma a filtrované. Do tejto chvíle všetko prebieha v digitálnej doméne. Číslicové signály sú následne prevedené do analógovej oblasti DA prevodníkmi. Tie sú taktované prvým zdrojom hodinového kmitočtu - sampling clock, zodpovedajúcemu vzorkovacej frekvencii. Nasleduje filtrácia a modulácia na vysokofrekvenčný signál kvadratórnym modulátorom, riadeným lokálnym oscilátorom s požadovanou frekvenciou nosnej v priamej zložke a s rovnakou frekvenciou, ale fázovo posunutou v kvadratórnej zložke. Tento signál je ďalej filtrovaný a zosilnený vysokofrekvenčným zosilňovačom PA.



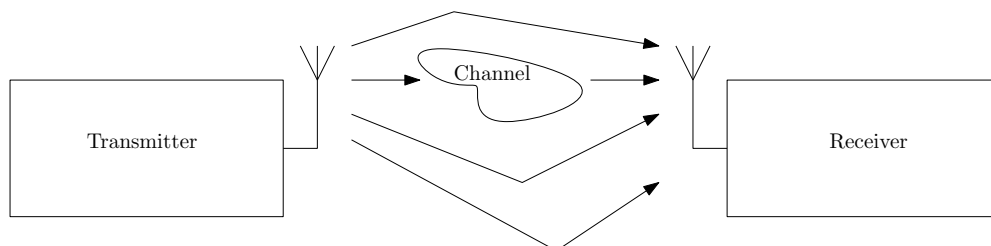
Obr. 2.1: F-OFDM vysielač

Prijímacia strana pracuje presne opačne obr.2.2. Vysokofrekvenčný signál je zosilnený nízkošumovým zosilňovacom LNA a filtrovaný pásmovou priepustou. Následne je demodulovaný kvadratúrnym demodulátorom z pasmového signálu na kvadratúrne a priamy signál, znovu pomocou vysokofrekvenčného signálu generovaného lokálnym oscilátorom. Následne je filtrovaný a konvertovaný z analógového signálu na číslcový pomocou A/D prevodníkov, ktorých vzorkovanie je riadené generátorom hodinového signálu - Sampling clock. Po filtrácii a decimácii je privedený na demodulátor.



Obr. 2.2: F-OFDM prijímač

Medzi prijímačom a vysielačom je prenosový kanál - médium, ktorým sa vysokofrekvenčný signál šíri obr 2.3.



Obr. 2.3: Prenosový kanál

2.0.1 Nedokonalosti v reťazci

Žiadny systém nie je ideálny, ani v tomto prípade, každý z blokov v prenosovom reťazci vnáša do systému nedokonalosti.

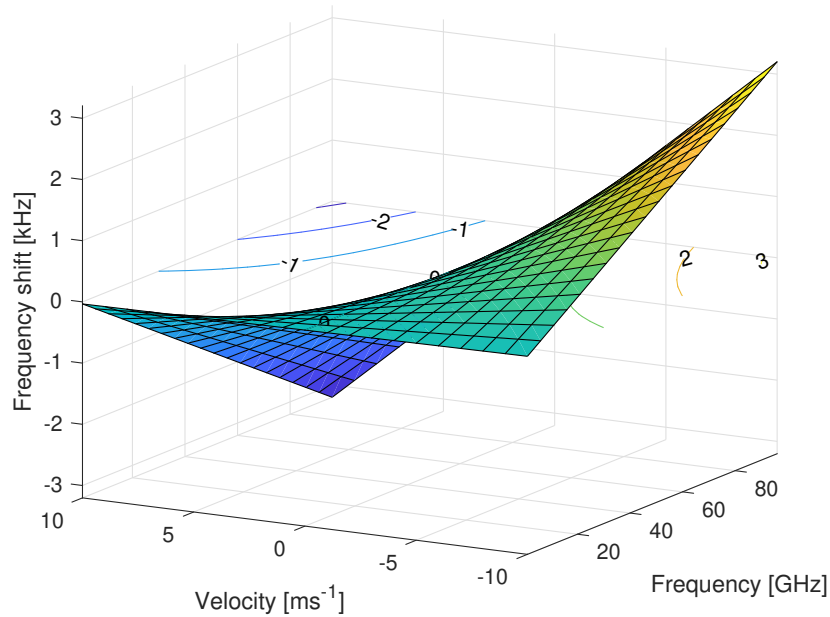
Obvody vo vysokofrekvenčnej časti vnášajú do systému šum a rôzne nelinearity a to najmä zosilňovače a modulátory. V tejto práci sa zaoberám vplyvom ostatných nedokonalostí systému.

2.0.2 Posunutie frekvencie nosnej

Lokálne oscilátory v prijímači a vysielači nikdy nebudú pracovať na rovnakej frekvencii. Tolerancia komponentov pri výrobe spôsobí, že nosná frekvencia vo vysielači a nosná frekvencia v prijímači bude posunutá. Napr. pre frekvenciu 60GHz a presnosť oscilátora 10ppm vo vysielačej a prijímačej strane ak je jeden posunutý o 10ppm nahor a druhý o 10ppm nadol:

$$\Delta f = 2 \cdot f_c \cdot \delta f = 2 \cdot 60 \cdot 10^9 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 1,2 \text{ MHz} \quad (2.1)$$

To predstavuje vážny problém pre modulácie založené na viacerých ortogonálnych nosných. Takýto posun vo frekvencii je viac ako vzdialenosť medzi jednotlivými subnosnými, označuje sa CFO (Ofset nosnej frekvencie - Carrier Frequency Offset) a spôsobuje interferencie medzi nosnými a narušá ortogonalitu medzi nosnými v systémoch založených na moduláciách ako OFDM. Ďalším možným zdrojom CFO je Dopplerov posun, ten však nieje výrazný v indoor podmienkach a malých rýchlostiach. Je zanedbateľný oproti CFO spôsobeného oscilátormi.

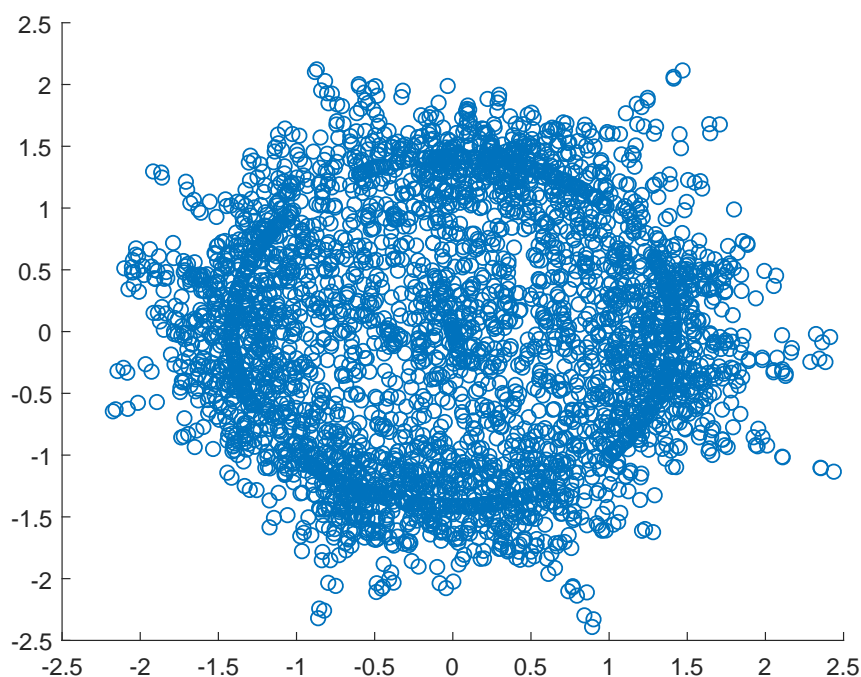


Obr. 2.4: Dopplerov posun v závislosti od rýchlosti a frekvencie nosnej

Modelovanie CFO je jednoduché [17], ide o komplexné posunutie vo frekvencii o Δf signálu v základnom pásme.

$$y_L(t) = x_L(t) \cdot e^{j\Delta f \cdot t \cdot \pi} \quad (2.2)$$

Frekvenčný posun má za následok rotáciu bodov v IQ rovine, čo znemožňuje demoduláciu bez kompenzácie.



Obr. 2.5: Rotácia konštalačného diagramu v IQ rovine v dôsledku CFO

2.0.3 Fázový šum

Ďalšia nedokonalosť úzko spätá s oscilátormi a CFO je fázový šum. Oscilátory nepracujú iba na jednej jedinej frekvencii ale vyznačujú sa fázovým šumom. Ten je jednak spôsobený vlastným oscilátorom a taktiež fázovým závesom riadeným napätím. Túto vlastnosť vieme modelovať:

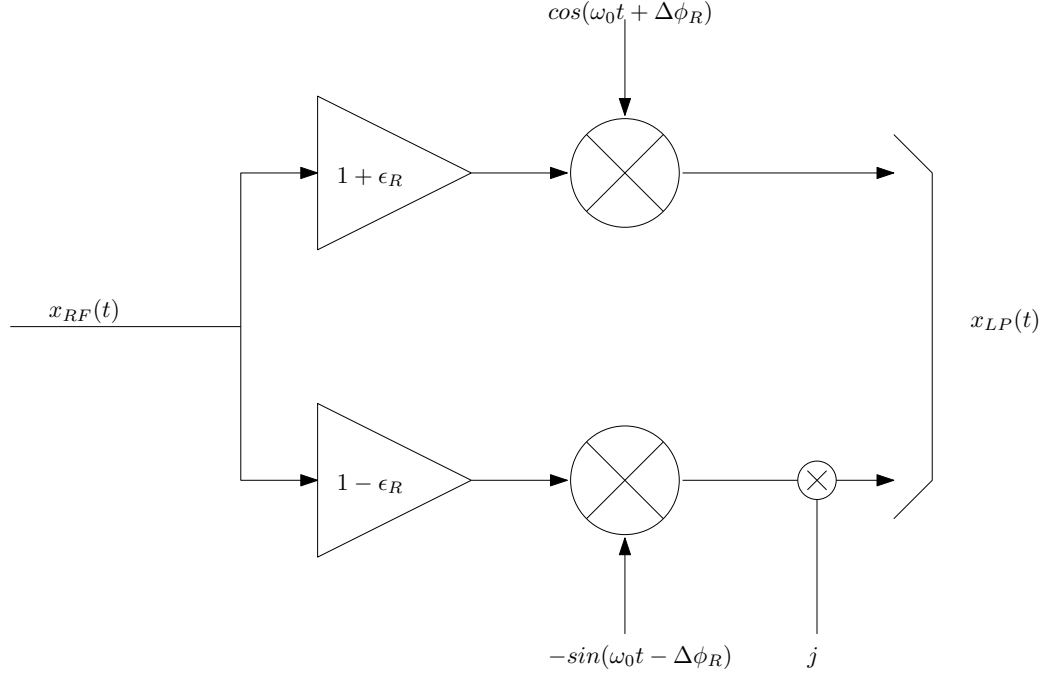
$$y_L(t) = x_L(t) \cdot e^{j\Theta(t)} \quad (2.3)$$

, kde na rozdiel od CFO, pri ktorom je posuv konštantný o δf , je posuv o $\Theta(t)$, ktorý je modelovaný ako Wienerov proces s nulovou strednou hodnotou a rozptylom $2\pi\beta|t|$, kde β predstavuje pásmo výkonovej hustoty pre pokles o $3dB$

2.0.4 Nedokonalosti IQ

Pri modulácii a demodulácii v IQ dochádza v zásade k dvom poruchám, spôsobenými rôznymi vlastnosťami jednotlivých vetiev. Prvá nedokonalosť sa týka rôzneho

zosilnenia v I vetve a Q vetve. To spôsobí roztiahnutie, alebo kontrakciu konštalačného diagramu v jednej z osí. Nedokonalé posunutie fázy frekvencií oscilátora pre I a Q vetvu, tzn. nie je presne 90° spôsobí typické lichobežníkové deformácie konštalačného diagramu v IQ rovine.



Obr. 2.6: IQ nesymetrie v prijímači

Tieto nesymetrie môžeme modelovať [17]:

$$x_{LP}(t) = x_{RF}(t)x_{LO}(t) == x_I(t)\cos(\omega_0 t) - j.x_Q(t)\sin(\omega_0 t) \quad (2.4)$$

$$\times ((1 + \epsilon_R)\cos(\omega_0 t + \Delta\Phi_R) - j(1 - \epsilon_R)\sin(\omega_0 t - \Delta\Phi_R)) \quad (2.5)$$

$$x_{LP}(t) = \alpha_R x_L(t) + \beta_R x_L^*(t) \quad (2.6)$$

$$\alpha_R = \cos(\Delta\Phi_R) - j\epsilon_R \sin(\Delta\Phi_R) \quad (2.7)$$

$$\beta_R = \epsilon_R \cos(\Delta\Phi_R) + j\sin(\Delta\Phi_R) \quad (2.8)$$

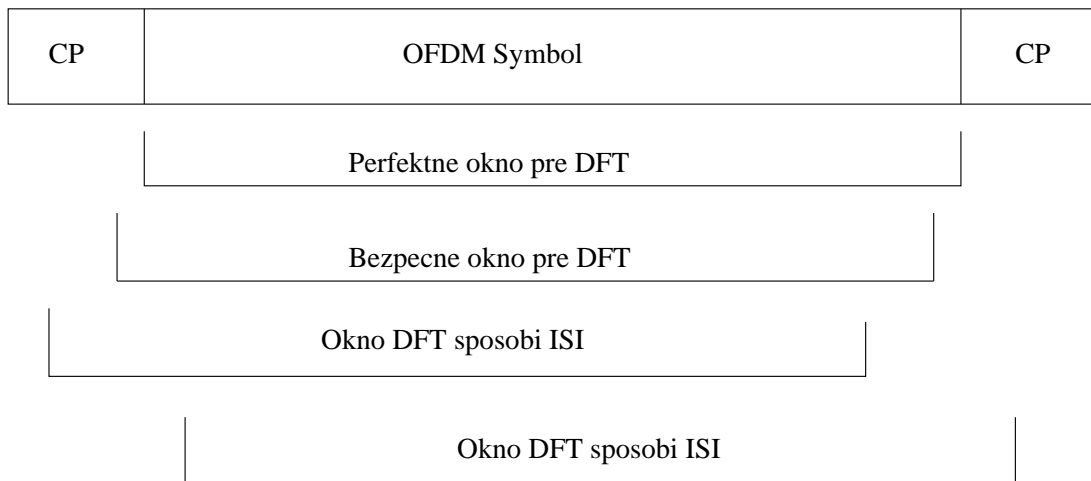
2.0.5 Posuntie frekvencie vzorkovania

Vzorkovanie prevodu medzi analógovou a číslicovou doménou je takisto časované pomocou oscilátora. Situácia je podobná ako v prípade posunutia frekvencie nosnej,

ale efekt na signál je rozdielny a je závislý od použitej modulácie a architektúry. Samotné posunutie spôsobí, že signál nebude vzorkovaný v ideálnom čase, ale bude posunutý o nejaké δ a tým dôjde k degradácii signálu. Toto posunutie navyše nie je konštantné a pôsobí tu ďalší šum - Jitter.

2.0.6 Posuntie časovania symbolov

V prenosovom reťazci vzniká niekoľko oneskorení, ktoré spôsobia, že signál v prijímači je v čase posunutý. Preto symboly v prijímači sú oproti vysielачu časovo posunuté. Pre správnu detekciu a demoduláciu je preto nutné správne zistiť začiatky jednotlivých symbolov, aby bolo možné umiestniť okno výpočtu FFT korektne, bez medzisympolových interferencií.



Obr. 2.7: Začiatok symbolu a okno FFT

3 METÓDY SYNCHRONIZÁCIE CFO A STO

Pre správnu detekciu a demoduláciu symbolov je nutné odhadnúť správne začiatok symbolov a posunutie frekvencie nosnej najmä pre ortogonálne modulácie ako OFDM a F-OFDM. Metódy, môžeme rozdeliť podľa dómeny, v ktorej počítame odhad:

- Odhad v časovej oblasti
- Odhad vo frekvenčnej oblasti
- Kombináciou časovej a frekvenčnej oblasti

Podľa spôsobu detekcie, metódy založené na:

- Cyklickom prefixe
- Trénovacím symbolom
- Špecifickej preambule
- Vložením pilotov do symbolu
- Kombináciou

3.0.1 Metóda Moose-a

V roku 1994 Paul H. Moose [11] publikoval metódu korekcie CFO pre OFDM. Odhad posunutia nosnej frekvencie založil na výpočte odhadu maximálnej vierohodnosti dvoch za sebou opakujúcich sa symbolov.

Symbol OFDM je definovaný:

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=-K}^K X_k e^{\frac{2\pi j n k}{N}} \quad (3.1)$$

Z dvoch rovnakých po sebe idúcich symbolov dostaneme postupnosť veľkosti $2N$:

$$r_n = \frac{1}{N} \sum_{k=-K}^K X_k H_k e^{\frac{2\pi j n (k+\epsilon)}{N}} \quad (3.2)$$

Od tiaľ, k – ty prvok z prvých N bodov DFT:

$$R_{1k} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r_n e^{-\frac{2\pi j n (k)}{N}} \quad (3.3)$$

, a k – ty prvok z druhých N bodov DFT:

$$R_{2k} = \frac{1}{N} \sum_{n=N}^{2N-1} r_n e^{-\frac{2\pi j n (k)}{N}} \quad (3.4)$$

odtiaľ preusporiadaním indexov:

$$R_{2k} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r_{n+N} e^{-\frac{2\pi j n(k)}{N}} \quad (3.5)$$

, vzhľadom na posunutie vo frekvencii o ϵ a porovnávaním rovnakých symbolov:

$$r_{n+N} = r_n = r_n e^{2\pi j \epsilon} \quad (3.6)$$

a odtiaľ:

$$R_{2k} = R_{1k} e^{2\pi j \epsilon} \quad (3.7)$$

Moose [11] odvodil maximálnu vierohodnostnú funkciu ako:

$$\hat{\epsilon} = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \frac{\sum_{k=-K}^K \Im(Y_{2k} Y_{1k}^*)}{\sum_{k=-K}^K \Re(Y_{2k} Y_{1k}^*)} \quad (3.8)$$

3.0.2 Metóda Schmidl-Cox

Timothy M. Schmidl a Donald C. Cox v 1997 publikovali úspešnú metódu spoločnú pre synchronizáciu ako časovania symbolov, tak odhad posunutia frekvencie nosnej. Na rozdiel od metódy Moose, ktorý použil dva rovnaké po sebe idúce symboly Schmidl - Cox zaviedli špeciálny trénovací symbol. Odhad časovania symbolov je založený na hľadaní trénovacieho symbolu obsahujúceho dve identické polovice v časovej oblasti, ktoré zostnú po prechode kanálom rovnaké, až na posuv vo fáze v dôsledku posunutia frekvencie nosnej. Trénovací symbol obsahuje dve rovnaké polovice, ktoré sa generujú z pseudonáhodnej sekvencie na iba nepárnych subnosných, pričom párne zostávajú nulové a celý symbol sa normuje $\sqrt{2}$ v prípade pri použití viacstavovej modulácie QAM-64 a viac sa použijú body z krajných intervalov konštaláčného diagramu.

Nech L je počet vzoriek v prvej polovici trénovacieho symbolu bez cyklického prefixu, potom:

$$P(d) = \sum_{m=0}^{L-1} r_{d+m}^* r_{d+m+L} \quad (3.9)$$

, čo je možné implementovať pomocou iterácie:

$$P(d+1) = P(d) + (r_{d+L}^* r_{d+2L}) - (r_d^* r_{d+L}) \quad (3.10)$$

a energia trénovacieho symbolu:

$$R(d) = \sum_{m=0}^{L-1} |r_{d+m+L}|^2 \quad (3.11)$$

potom metrika odhadu časovania je:

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{(R(d))^2} \quad (3.12)$$

Hľadáme maximum metriky, ktorá zodpovedá vzorke s indexom 0. Pre použitie cyklického prefixu vzniká v priebehu metriky plato, ktoré vnáša do metódy neistotu.

Pre odhad posunutia frekvencie nosej predpokladáme, že medzi polovicami trénovacieho symbolu vznikne fázový posuv:

$$\Phi = \pi T \Delta f \quad (3.13)$$

čo zodpovedá odhadu fázy:

$$\hat{\Phi} = \angle P(d) \quad (3.14)$$

a potom odhad frekvencie za predpokladu vykompenzovaného časovania:

$$\hat{\Delta f} = \frac{\hat{\Phi}}{\pi T} \quad (3.15)$$

3.0.3 Metóda Van de Beek

Metódu, ktorá využíva cyklický prefix pre odhad posunutia časovania symbolov a posuvu frekvencie nosnej publikoval Jan-Jaap van de Beek. [14].

Predpokladom je, že všetky subnosné sú vo frekvencii posunuté o rovnakú hodnotu normalizovaného posunutia ϵ . Nech Θ je časové posunutie. Potom prijatý signál:

$$r(k) = s(k - \Theta) e^{\frac{2\pi\epsilon k}{N}} + w(k) \quad (3.16)$$

Pozorovaním okna dĺžky $2N + L$ vzoriek z $r(k)$ máme možnosť sledovať dve kompletne vzorky symbolu dĺžky $N + L$. Definujeme množinu:

$$I \in \Theta, \dots, \Theta + L + 1 \quad (3.17)$$

a množinu:

$$I' \in \Theta + N, \dots, \Theta + N + L + 1 \quad (3.18)$$

Pre cyklický prefix a jeho originál v symbole platí pre signál $r(k), k \in I \cup I'$, že sú navzájom korelované. Pre ostatné platí, že sú tieto navzájom nekorelované. Beek potom definoval logaritmickejšiu vierohodnostnú funkciu:

$$\Lambda(\Theta, \epsilon) = \log(f(r|\Theta, \epsilon)) \quad (3.19)$$

$$\Lambda(\Theta, \epsilon) = \log\left(\prod_{k \in I} \frac{f(r(k), r(k+N))}{f(r(k))f(r(k+N))} \prod_k f(r(k))\right) \quad (3.20)$$

$$\Lambda(\Theta, \epsilon) = |\gamma(\Theta)| \cos(2\pi\epsilon + \angle\gamma(\Theta) - \rho\Phi(\Theta)) \quad (3.21)$$

$$\gamma(m) \cong \sum_{k=m}^{m+L-1} r(k)r^*(k+N) \quad (3.22)$$

$$\gamma(m) \cong \frac{1}{2} \sum_{k=m}^{m+L-1} |r(k)|^2 + |r(k+N)|^2 \quad (3.23)$$

A odtiaľ:

$$\rho \cong \frac{E(r(k))r^*(k+N)}{\sqrt{E(|r(k)|^2)E(|r(k+N)|^2)}} \quad (3.24)$$

$$\rho = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2} \quad (3.25)$$

Hľadáme maximum logaritmickej vierohodnostnej funkcie (3.20):

$$\max_{\Theta, \epsilon} \Lambda(\Theta, \epsilon) = \max_{\Theta} \max_{\epsilon} \Lambda(\Theta, \epsilon) = \max_{\Theta} \Lambda(\Theta, \hat{\epsilon}_{ML}(\Theta)) \quad (3.26)$$

, kde:

$$\hat{\epsilon}_{ML}(\Theta) = -\frac{1}{2\pi} \angle \gamma(\Theta) + n \quad (3.27)$$

a

$$\Lambda(\Theta, \hat{\epsilon}_{ML}(\Theta)) = |\gamma(\Theta)| - \rho\Phi(\Theta) \quad (3.28)$$

Odhady časovania symbolov:

$$\hat{\Theta}_{ML} = \operatorname{argmax}(|\gamma(\Theta)| - \rho\Phi(\Theta)) \quad (3.29)$$

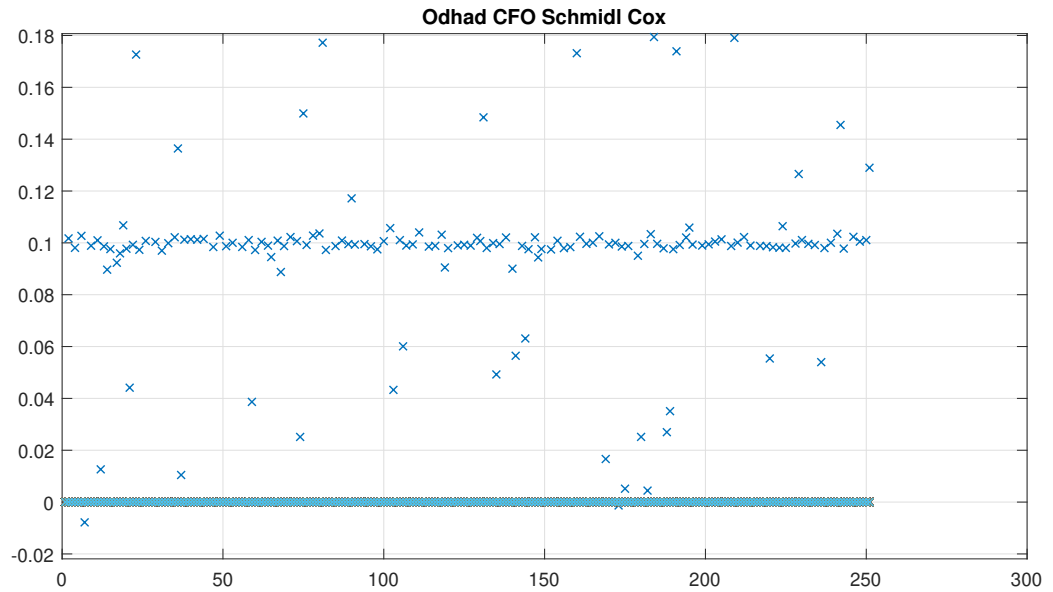
a odhad posunu nosnej vo frekvencii:

$$\hat{\epsilon}_{ML} = -\frac{1}{2\pi} \angle \gamma(\hat{\Theta}_{ML}) \quad (3.30)$$

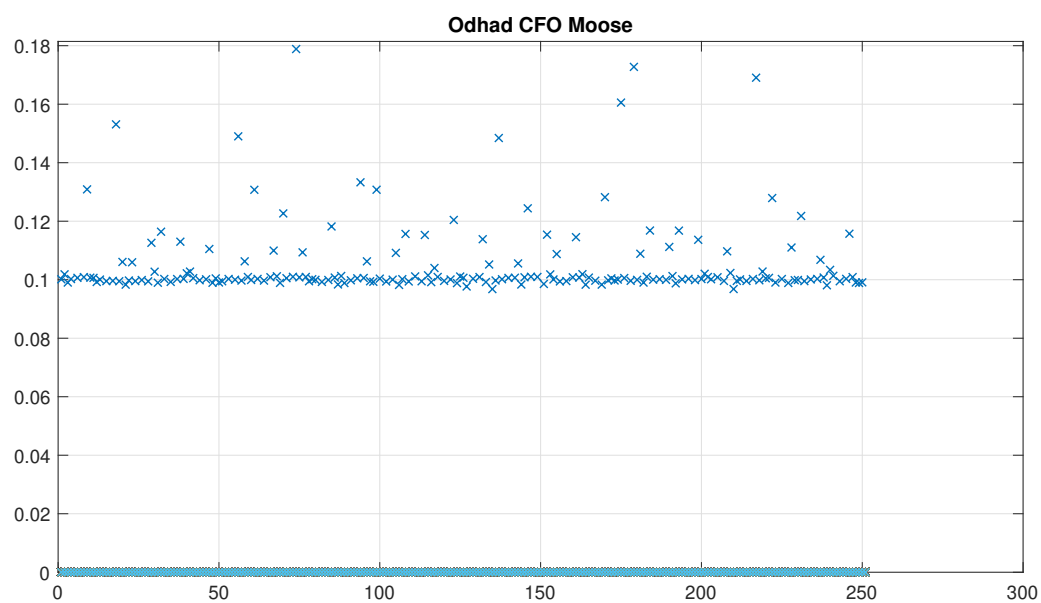
3.1 Simulácie algoritmov v prostredí Matlab

V prostredí Matlab som simuloval tri základné algoritmy pre odhad CFO. Algoritmus Moose, Schindl Cox a Beek. V prílohe sú zdrojové súbory pre generovanie dát, mapovanie pomocou M-QAM, modulácie OFDM a F-OFDM. Ďalej sú posunuté nosné o posuv vo frekvencii normalizovaný na vzdialenosť medzi subnosnými. Následne je tento posuv odhadovaný týmito algoritmami.

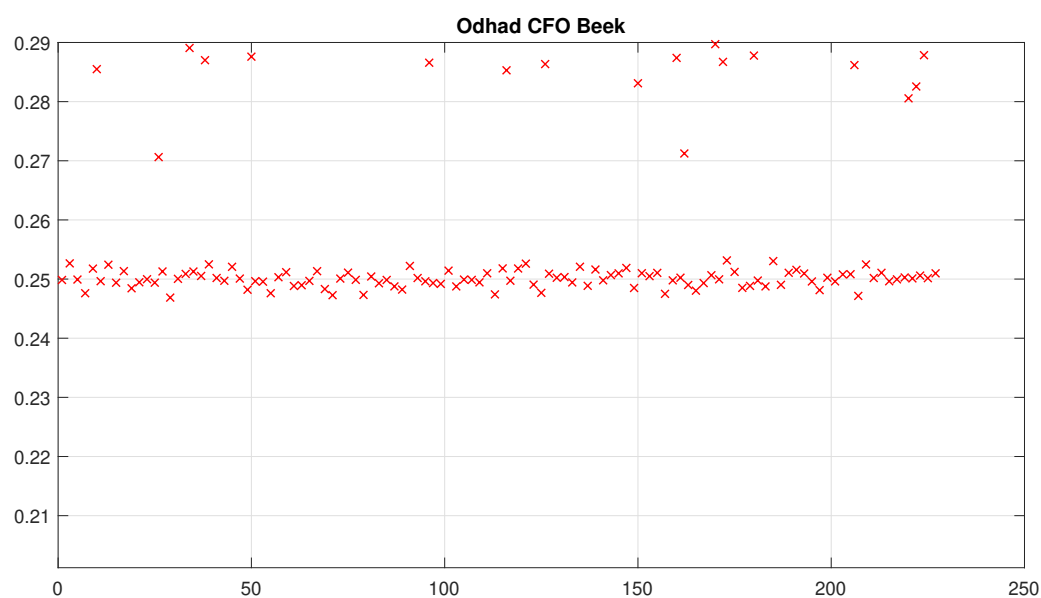
- $N_{\text{fft}} = 1024$;
- $N_{\text{cp}} = 128$;
- $N_{\text{sym}} = 256$;
- CFO = 0.1, 0.25 a 0.4;
- SNR = 15dB;
- Modulácia: F-OFDM
- Metódy: Schmidl a Cox, Beek, Moose



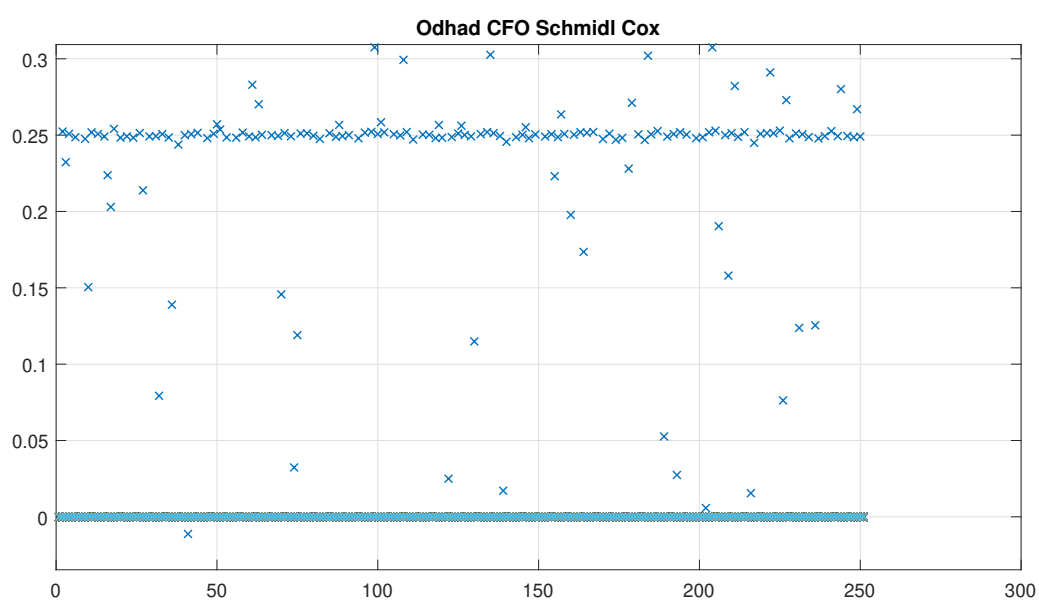
Obr. 3.1: Odhad CFO metódou Schmidla a Coxa, pre CFO = 0.1



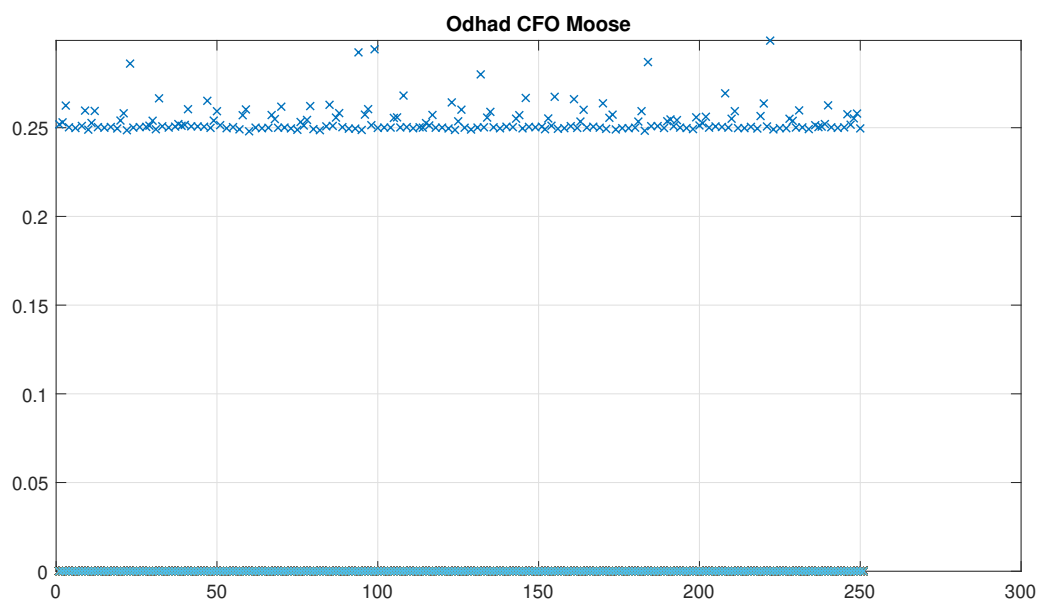
Obr. 3.2: Odhad CFO metódou Moose-a, pre CFO = 0.1



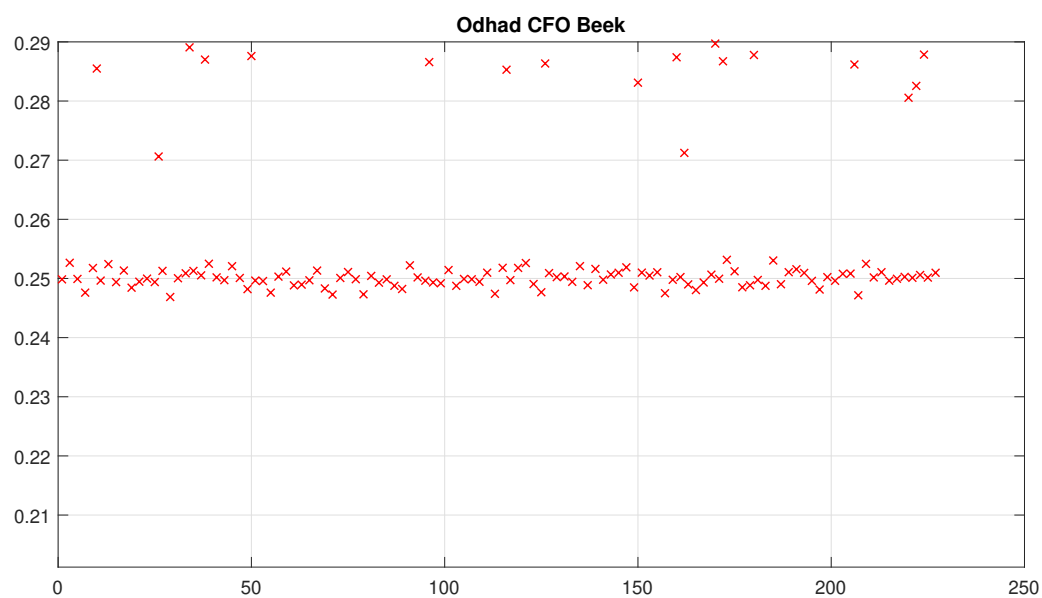
Obr. 3.3: Odhad CFO metódou Beeka, pre CFO = 0.25



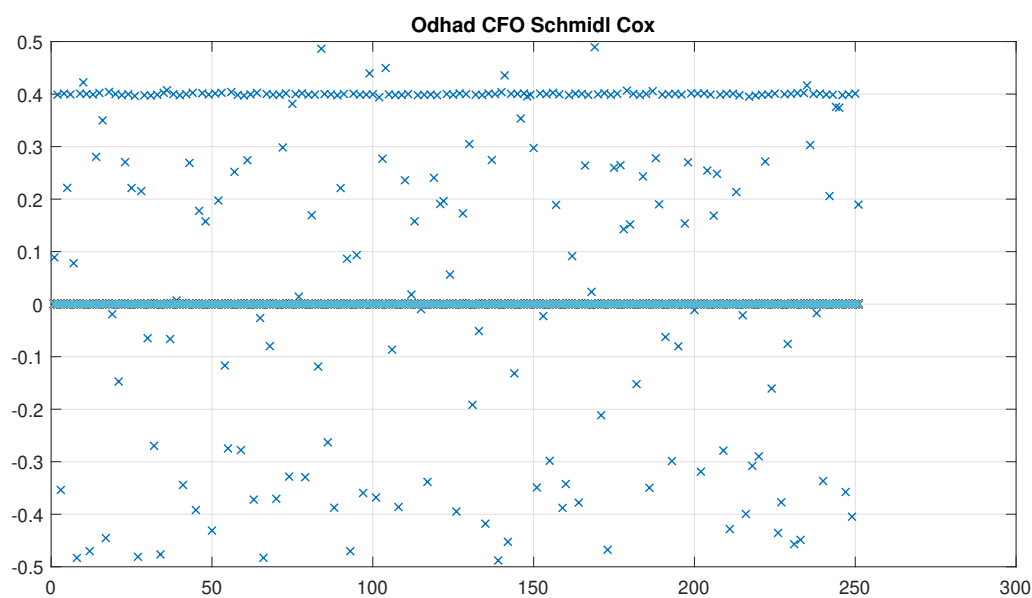
Obr. 3.4: Odhad CFO metódou Schmidla a Coxa, pre CFO = 0.25



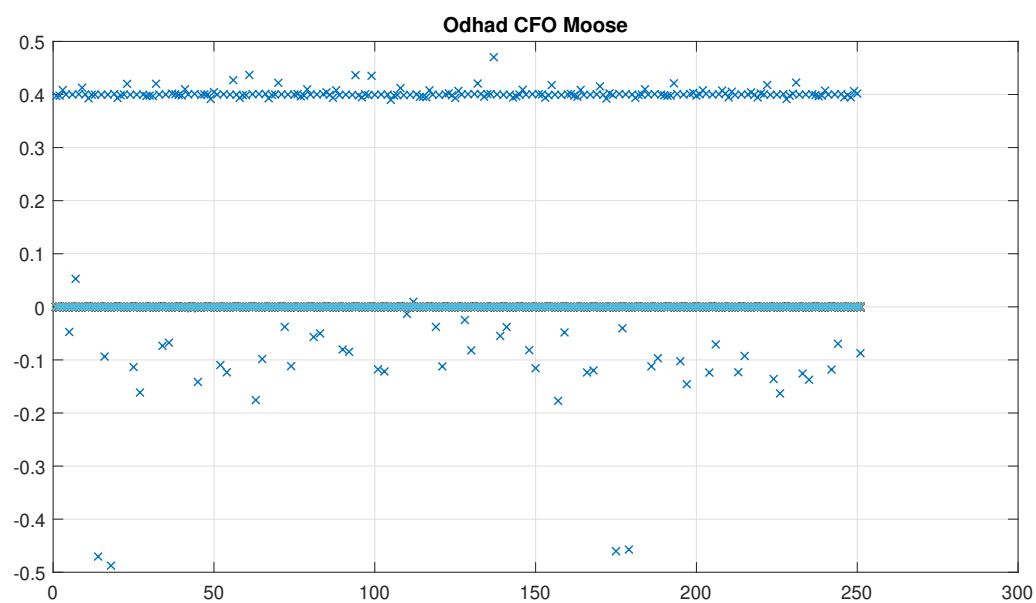
Obr. 3.5: Odhad CFO metódou Moose-a, pre CFO = 0.25



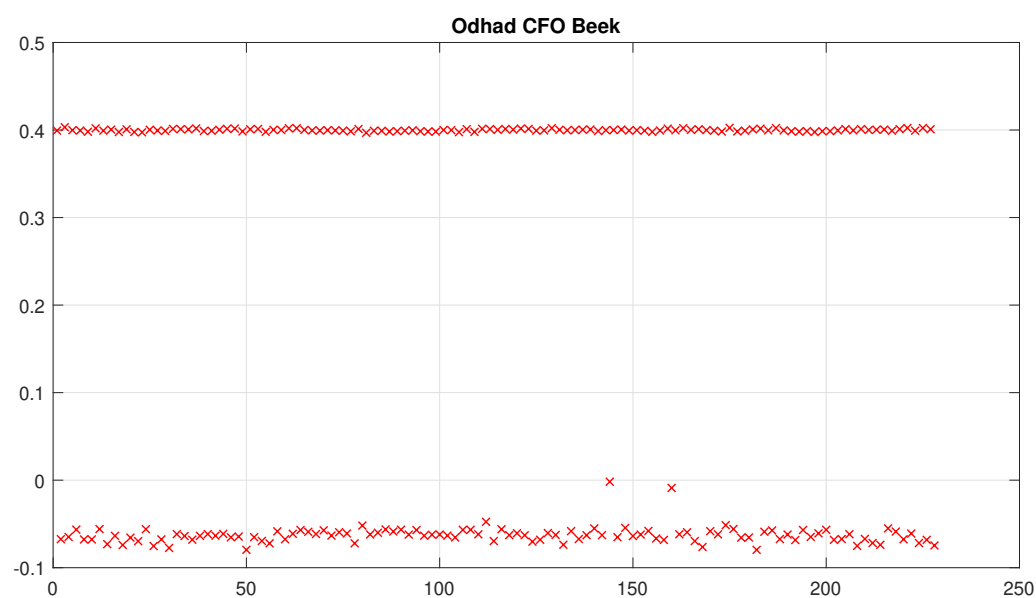
Obr. 3.6: Odhad CFO metódou Beeka, pre CFO = 0.25



Obr. 3.7: Odhad CFO metódou Schmidla a Coxa, pre CFO = 0.4



Obr. 3.8: Odhad CFO metódou Moose-a, pre $\text{CFO} = 0.4$

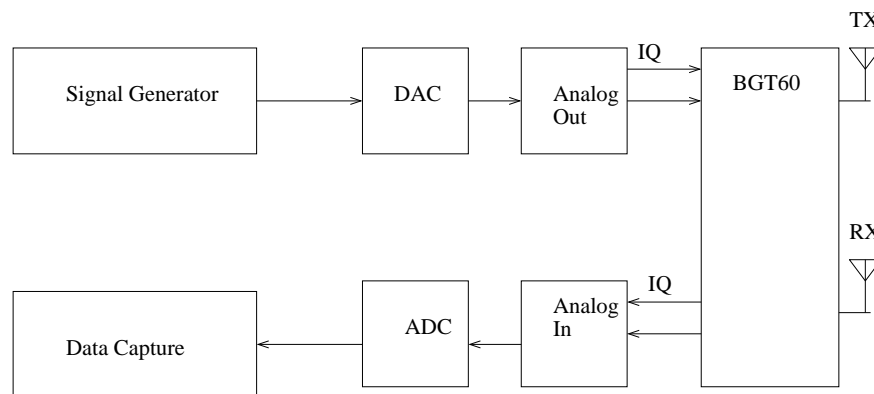


Obr. 3.9: Odhad CFO metódou Beeka, pre $\text{CFO} = 0.4$

4 EXPERIMENTÁLNE RIEŠENIE

4.1 Popis hardware setup-up

Harvérový setup na fakulte pozostáva z RF Backhaul-u pre pásmo 60GHz firmy Infineon BGT-60. Ide o backhaul v pásme V s možnosťou až 7GHz šírky pásma. Modul má kompletne vyriešené zmiešavanie smerom nahor a nadol. Vstupom a výstupom sú dva diferenciálne páry s diferenciálnou impedanciou 100Ω , ktoré spolu tvoria kvadraturný pár. RF signál je prístupný pre RX a TX dvoma vlnovodmi.

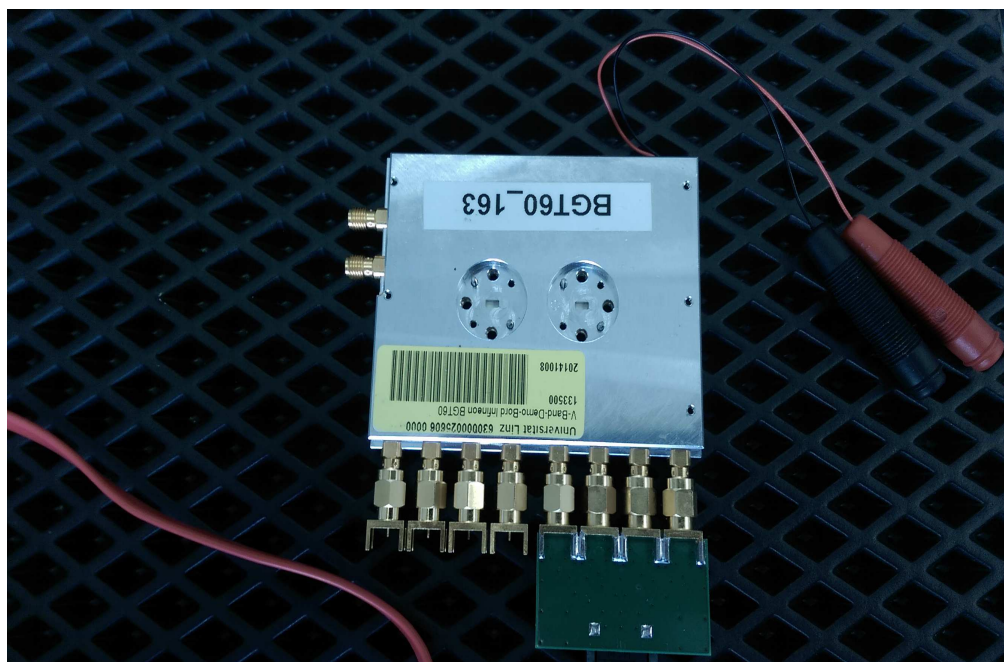


Obr. 4.1: Principiálna bloková schéma HW setup-u

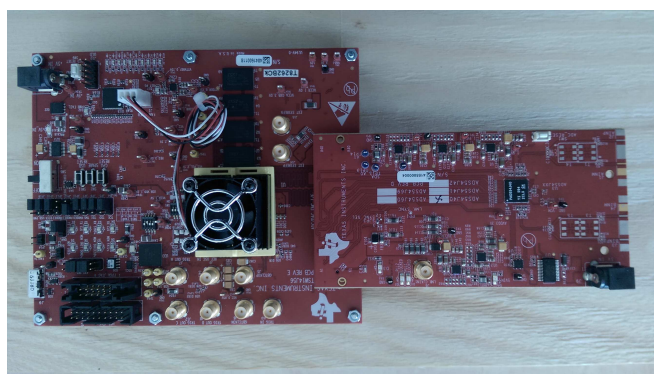
Pre generovanie a zber dát je použitá karta Texas Instruments TSW14J56. Obsahuje pripojenie pomocou vysokorýchlostného FMC konektora ku kartám s AD a DA prevodníkmi. Toto prebieha štandardom JESD204B s priepustnosťou až 12,5 Gbps 10timi kanálmi. Doska obsahuje pamäť DDR3 s veľkosťou 32Gb. Jadrom celého systému je hradlové pole FPGA ALTERA Arria V s pripojením USB3.0.

Signál z RX časti BGT-60 je privedený pomocou páru IQ na kartu prevodníka AD. Použitý je AD prevodník určený pre RF aplikácie firmy Texas Instruments ADS54J40. ADS54J40 je dvojkanálový AD prevodník s rozlíšením 14bitov a vzorkovacím kmitočtom 1GSps, pričom má 11,2 bitov efektívnych a vstupnú šírku pásma 1,2GHz. Interface, ktorým komunikuje s digitálnou časťou je JESD204B štandard. Prevodník je použitý vo vývojovej doske Texas Instruments ADS54J40EVM, ktorá obsahuje vysokorýchlostný FMC konektor, pre priame spojenie s kartou pre zber dát TSW14J56. Doska obsahuje SMA konektory s oboma kanálmi a vstupom pre externé hodiny. Tieto však nie sú použité vzhľadom na prispôbenie k RF BGT-60. Preto sa na ústave vyvíja prispôbovací obvod.

Generovanie signálu pre TX časť BGT-60 prebieha v prevodníku DA, ktorý generuje IQ pár. DA prevodník je použitý takisto firmy Texas Instruments DAC37J84.



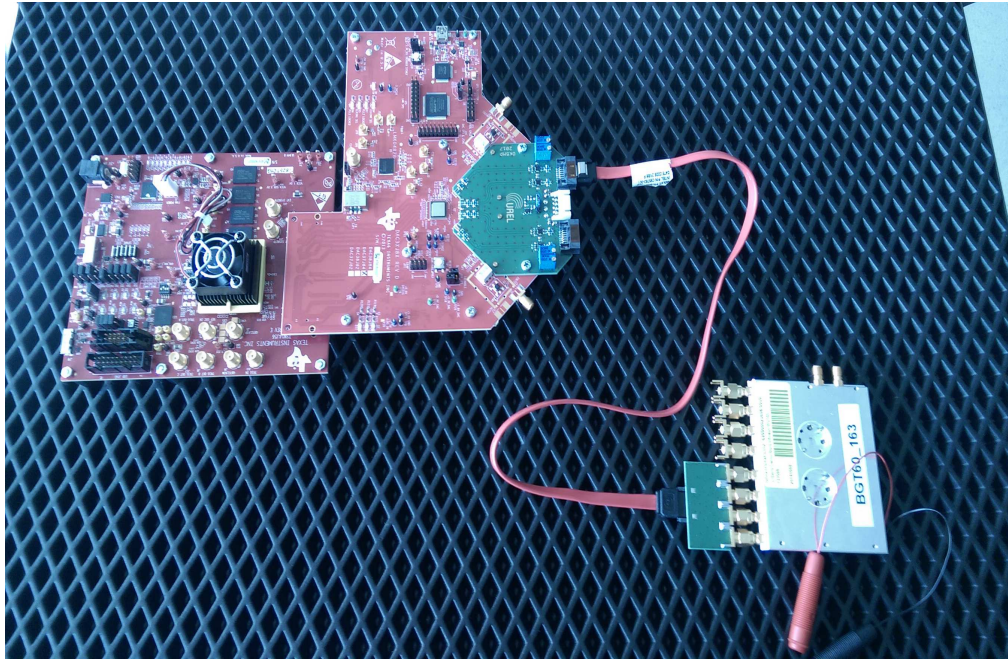
Obr. 4.2: Modul Backhaul RF pre 60GHz



Obr. 4.3: HW setup - doska AD prevodníka a vysokorýchlostnej dosky spracovania údajov

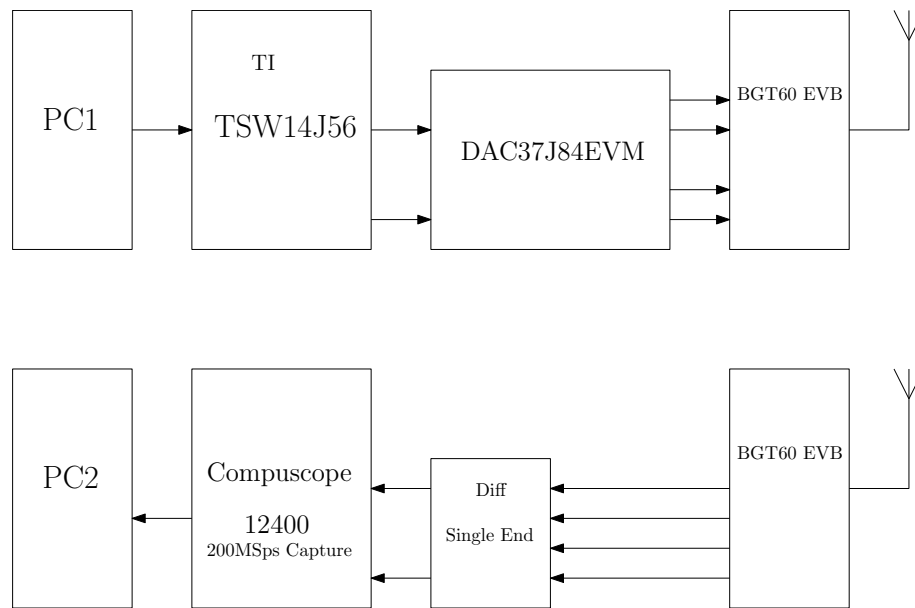
Ide o 4 kanálový DA prevodník s rozlíšením 16bit a vzorkovacou frekvenciou 1600MSps. Pripojený je JESD204B vysokorýchlostnými linkami. Použitý je vo vývojovej doske DAC37J84EVM a takisto má komunikačnú časť vyvedenú na FMC konektor pre pripojenie k doske generátora signálu TSW14J56. Na SMA konektory sú vyvedené 4 kanály z DA prevodníka cez RF transformátory. Tie však ani tu nie sú použité a pripojenie bude prebiehať cez obvod vyvíjaný na ústave UREL.

Pre problémy s kartou A/D prevodníkov sme zvolili alternatívne riešenie, kde vývojovou doskou D/A prevodníkov som generoval diferenciálny signál pre vysielateľ



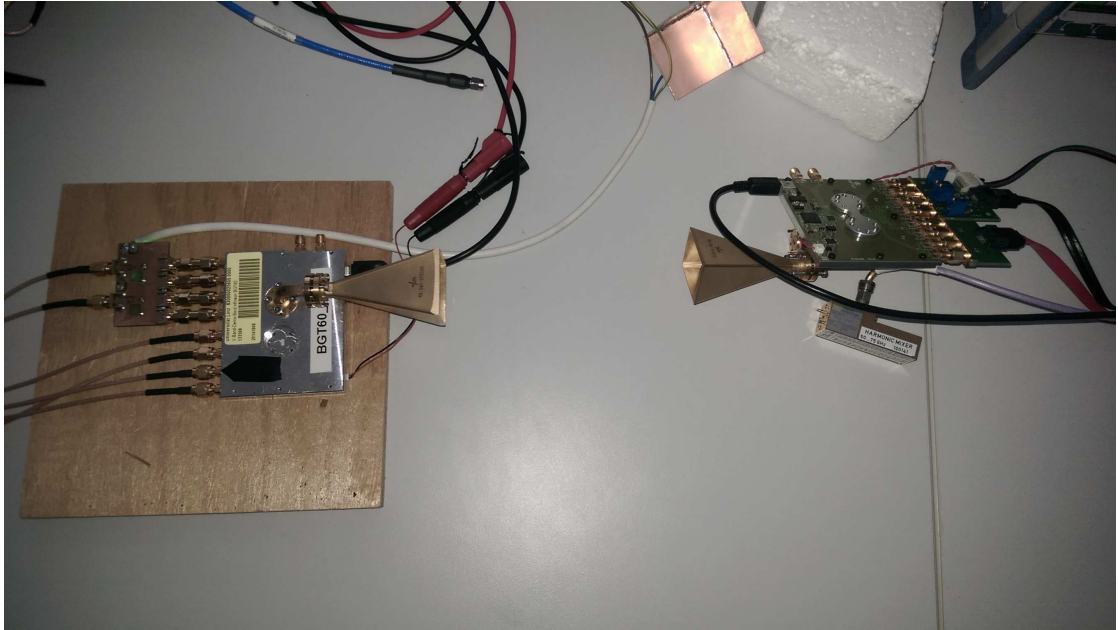
Obr. 4.4: HW setup - doska DA prevodníka a vysokorychlostnej dosky generovania údajov

BGT 60 a druhé BGT 60 bolo pripojené k A/D prevodníkom so vzorkovacou frekvenciou 200MSps Obr.4.5. Na počítači PC1 je spustený softvér Texas Instruments s aplikačnou vrstvou pre ovládanie karty interfejsu T1 a komunikáciu s kartou prevodníkov DAC37J84EVM, ktorá generuje kvadraturný diferenciálny signál pre backhaul modul BGT60. Signál je vygenerovaný v prostredí Matlab. Software Matlab pomocou aplikačného rozhrania API Texas Instruments dynamickej knižnice naplní DDR pamäť na interfejsy a táto nasledne plní DA prevodníky na karte prevodníkov.



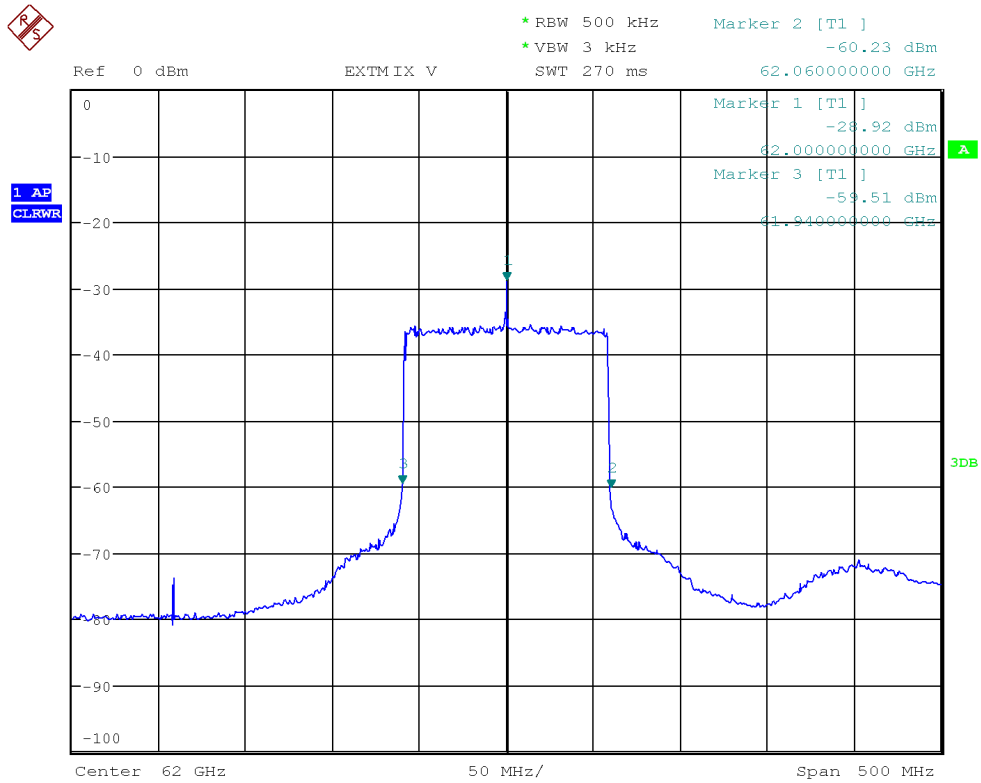
Obr. 4.5: Bloková schéma reálneho experimentu

Tá je vo voľnobežnom móde, to znamená, že dáta sú kruhovo cyklicky vysielané. K modulu s BGT60 je pripojená lieviová anténa pre pásmo 60GHz obr. 4.6. Na module l BGT60 je nutné nastaviť systémové registre. K tomu je vytvorený skript, bežiaci na rovnakom počítači, ako ovládanie karty prevodníkov a interfejsu. Popri frekvencie lokálneho oscilátora je nutné povoliť vysielanie a nastaviť kompenzáciu IQ nesymetrií, kde sme poterbné parametre určili empiricky - manuálne, sledovaním signálov pilotov - posunutých o 20MHz a 40 MHz a ich zrkadlových signálov. Pred vysielaciu anténu sme umiestnili sondu a na spektrálnom analyzéry sme sledovali zmenu v amplitúdach zrkadlových signálov - pilotov. manuálne postupnou iteráciou sme nesymetrie vykompenzovali. Príklad spektra vyslaného OFDM signálu z BGT60 pre nastavený lokálny oscilátor BGT60 na 62GHz a šírkou pásma 120MHz je na obr.4.7.



Obr. 4.6: Fotografia zostavy reálneho experimentu

Príjem vyslaného signálu prebieha na rovnakej lievnikovej anténe, ktorá je pripojená vlnovodom k modulu BGT60. Ten je ovládaný z druhého oddeleného počítača. Na rozdiel od vysielacza tu v systémových registroch povolíme iba príjem a vysielacz v registroch zakážeme. Po zmiešaní prijatého signálu s lokálnym oscilátorom a spracovaním v BGT60 dostaneme na jeho výstupe diferenciálny kvadraturný signál, ktorý je nevhodný pre spracovanie A/D prevodníkmi Compuscope, pretože táto karta pracuje zo single-ended signálmi. Preto je medzi prijímaciu časť BGT60 a vzorkovacou kartou pripojený prevodník z diferenciálnych signálov na single ended. Karta je nastavená pre vzorkovanie vzorkovacou frekvenciou 200MSPs a počet vzorkov 500000, čím je zabezpečené to, že príjememe určite aspoň dva rovnaké súbory vyslaných dát, ktoré uložíme do komplexného vektora pre následné nereálnočasové spracovanie.



Date: 15.MAY.2018 13:46:21

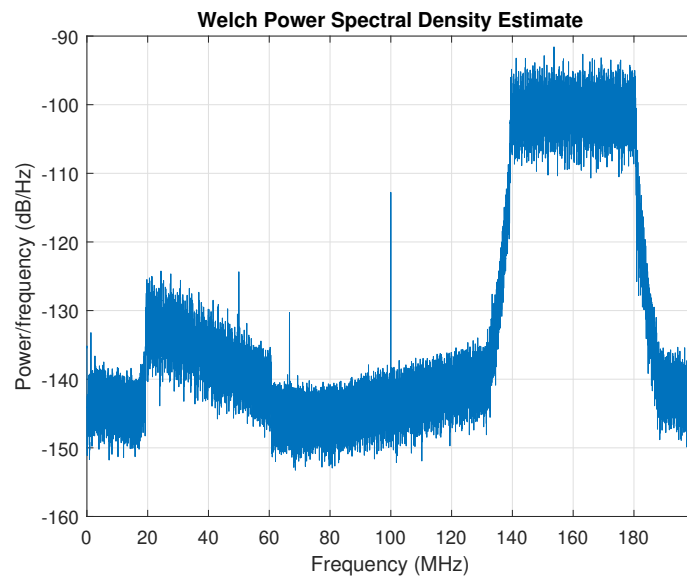
Obr. 4.7: Vyslaný OFDM signál

Nevýhodou tohto riešenia je však okrem 5 krát nižšej vzorkovacej frekvencie aj nemožnosť vzorkovania v oblasti jednosmernej zložky DC, keďže je táto obvodovo obmedzená. Preto máme dve možnosti. Buď vysielaný signál generujeme tak, že subnosné v širšom okolí DC zložky položíme nulové, alebo vzgenerovaný signál posunieme vo frekvencii. Zvolili sme druhú možnosť. Príklad spektra výkonovej hustoty prijatého F-OFDM signálu posunutého vo frekvencii o 40MHz obr.4.8. Posunutie o pevne danú frekvenciu Δf_o zodpovedá komplexnému násobeniu signálu:

$$s_{out}(t) = s_{in}(t) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot \Delta f_o \cdot \frac{t}{F_s}} \quad (4.1)$$

,kde F_s je vzorkovacia frekvencia.

Prijatý signál pred ďalším spracovaním posunieme o rovnakú frekvenciu, ale v opačnom smere, tým získame pôvodný signál, ale zatažený chybami prenosového reťazca.



Obr. 4.8: PSD prijatého signálu F-OFDM

4.2 Vysielanie, príjem a spracovanie dát

Pre overenie simulovaných algoritmov som použil dva typy signálov:

- Signál F-OFDM s preambulou zloženou z 2 rovnakých tréningových symbolov
- Signál F-OFDM s preambulou odvodenou z HiperLAN II

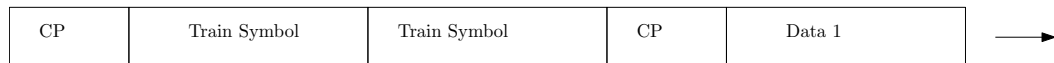
Signál má štruktúru rámca, kde na začatku je preambula a nasleduje 8 datových symbolov obr.4.9.

Preamble	Symbol1	Symbol2	Symbol3	Symbol4	Symbol5	Symbol6	Symbol7	Symbol8
----------	---------	---------	---------	---------	---------	---------	---------	---------

Obr. 4.9: Štruktúra vysielaného rámca

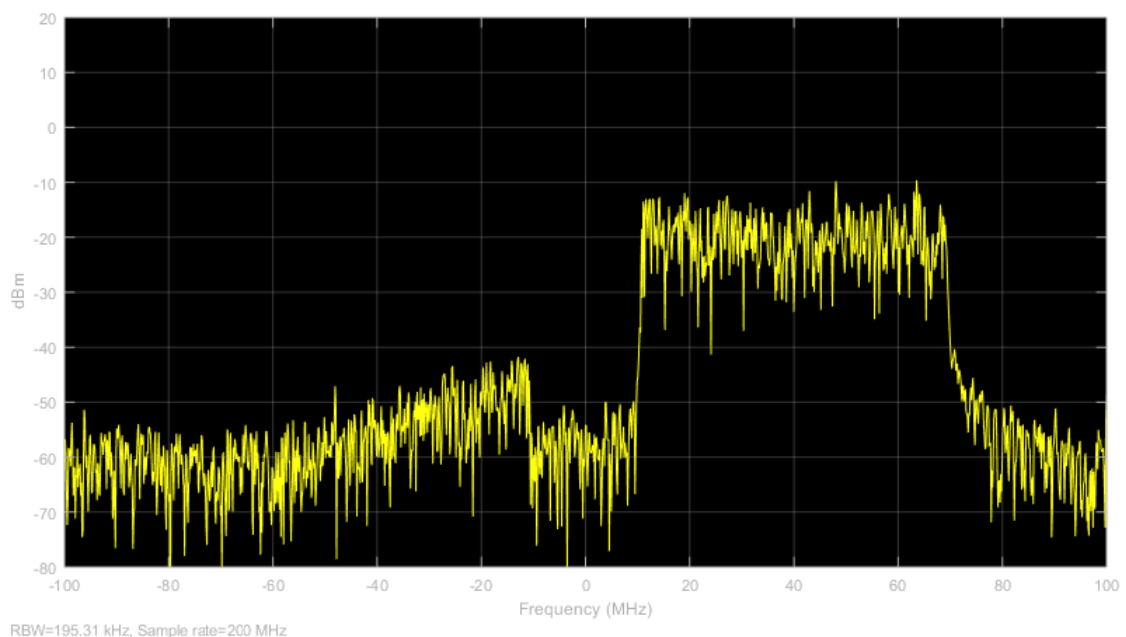
4.2.1 Preambula zložená z dvoch rovnakých symbolov

Prvá testovaná metóda je založená na preambule tvorenej dvomi po sebe idúcimi rovnakými symbolmi. Trénovací symbol je generovaný ako PN symbol, pričom sú párne indexy v 1024-bodovej IFFT nulové, pred oba symboly je vložený cyklický prefix dĺžky $L = 128$ vzoriek a za nimi nasledujú vysielané dáta, kde pred každým symbolom je cyklický prefix rovnakej dĺžky $L = 128$ vzoriek. Pred vyslaním je signál posunutý vo frekvencii o 40MHz.



Obr. 4.10: Štruktúra vysielaného rámca pre prvý typ signálu

Spektrum prijatého signálu je potom obr. 4.11, kde je vidieť posunutie o 40MHz a šírka pásma je 100MHz:

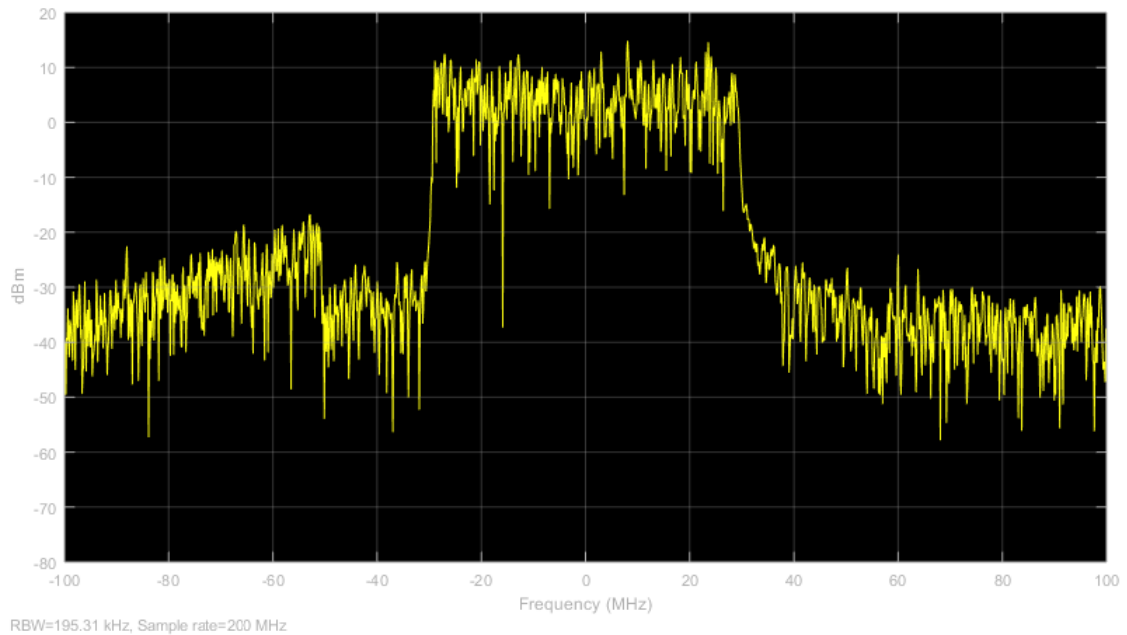


Obr. 4.11: Prijatý signál F-OFDM pred spracovaním

Pred ďalším spracovaním navzorkovaných dát musíme naspäť posunúť signál o 40MHz v opačnom smere.

Pre spracovanie signálu som vytvoril v prostredí Matlab skript ProcessData.m, ktorý:

- Načíta navzorkované dáta
- Posunie signál vo frekvencii

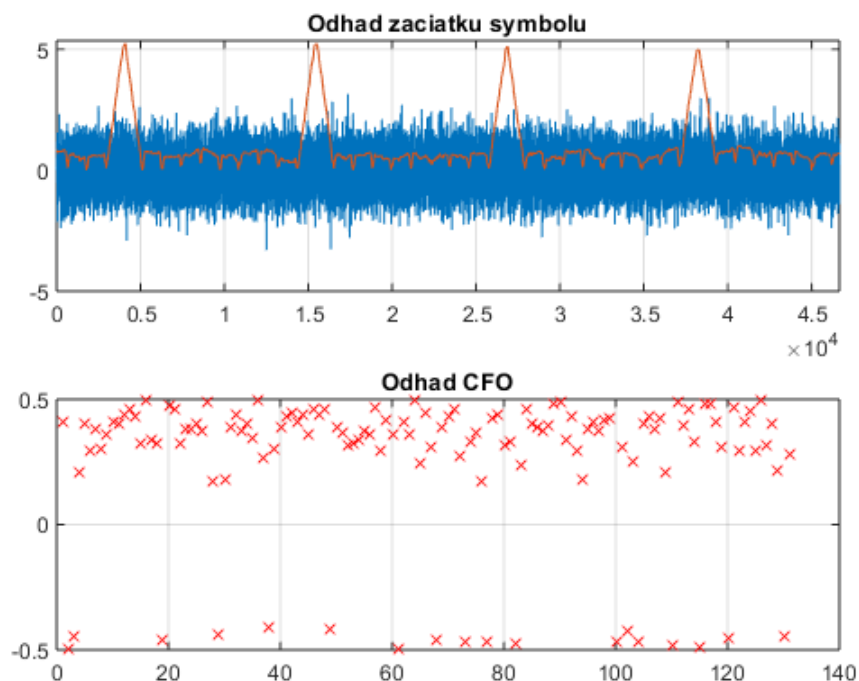


Obr. 4.12: Prijatý signál F-OFDM posunutý vo frekvencii

- Nájde začiatok rámca
- Vypočíta offset vo frekvencii pre každý rámec

Načítané dáta po posunutí vo frekvencii sú pre tento typ preamble analyzované algoritmom Jaap van Beek-a [14]. Algoritmus z dvoch rovnakých trénovacích symbolov nájde začiatok rámca. A v tomto mieste vzpočíta odhad offsetu frekvencie. Na obr. 4.13 hore je zobrazený zväčšený priebeh metriky pre odhad začiatku rámca, na osi x je index vzorky. Evidentný je ostré maximum na začiatku framu spôsobené trénovacími symbolmi a 8 malých, ktoré zodpovedajú ôsmim dátovým symbolom v rámci a im prislúchajúcich cyklických prefixov. Na obr. 4.14 hore je kompletný navzorkovaný signál modrou a začiatok rámcov - červená. NA obr 4.14 dole je zobrazený odhad CFO prislúchajúci rámcu. Na osi x je index rámca.

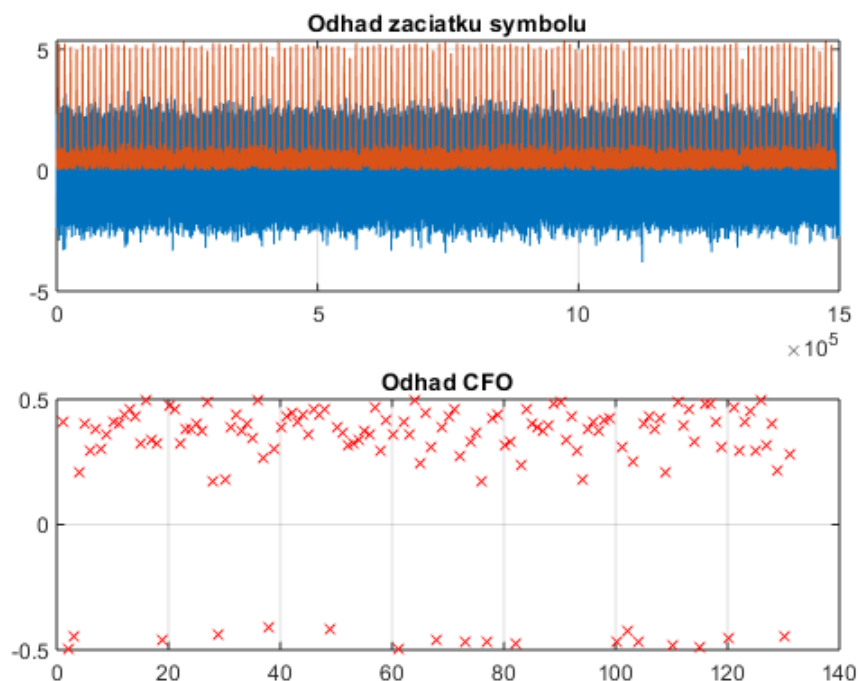
Všetky maximá určujúce začiatok rámca v metrike časovania sú od seba vzdialené presne 11392 vzoriek, čomu zodpovedá dĺžka jedného rámca.



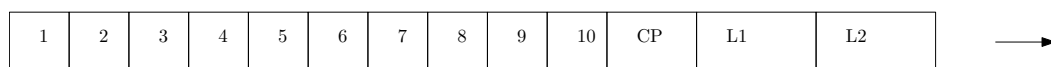
Obr. 4.13: Prijatý signál F-OFDM a metrika Jaap van Beek zväčšená hore a odhad CFO dole

4.2.2 Preambula odvodená z HiperLAN II

Pred vyslaním je signál posunutý vo frekvencii o 40MHz. Tento signál je generovaný 64 bodovou IFFT, pričom použitých je iba vnútorných 53 bodov so šírkou pásma 40MHz. Preambula je zložená zo známych symbolov a obsahuje 10 krátkych tréno-
vacích symbolov 1 - 10, pričom prvý je v podstate cyklický prefix, nasleduje dvojica
dlhých tréno-
vacích symbolov a k nim prislúchajúcim cykliským prefixom obr.4.15. Na obr 4.16 je zobrazené spektrum prijatého signálu posunutého o 40MHz.



Obr. 4.14: Celý signál F-OFDM so začiatkami rámcov hore a odhad CFO dole



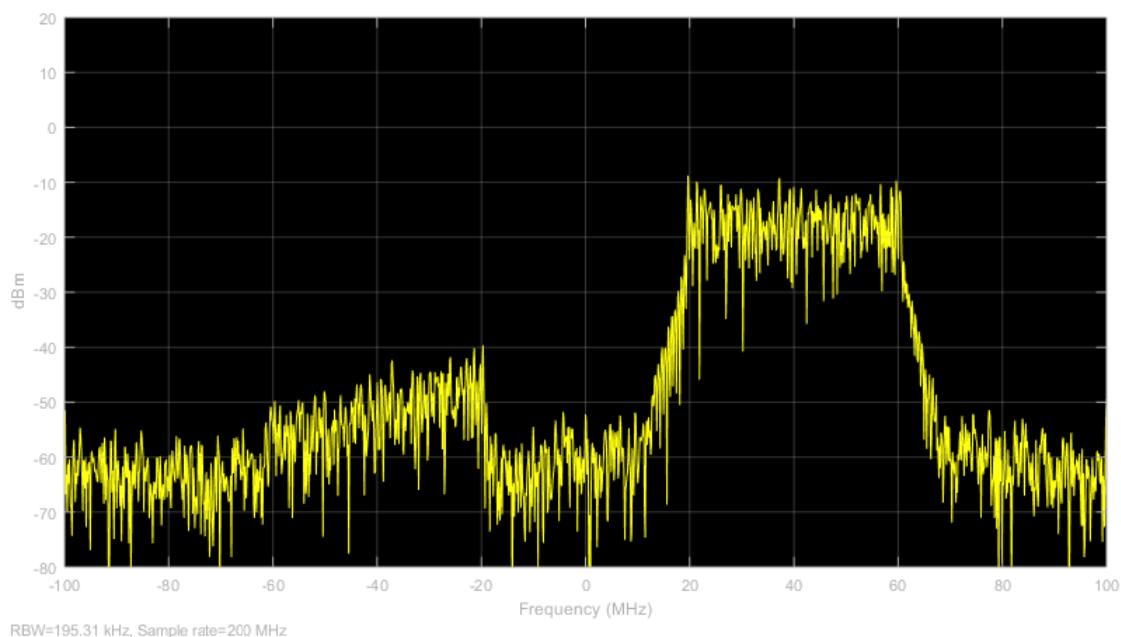
Obr. 4.15: Štruktúra preamble HiperLAN II

Pred ďalším spracovaním navzorkovaných dát musíme naspäť posunúť signál o 40MHz v opačnom smere obr. 4.17.

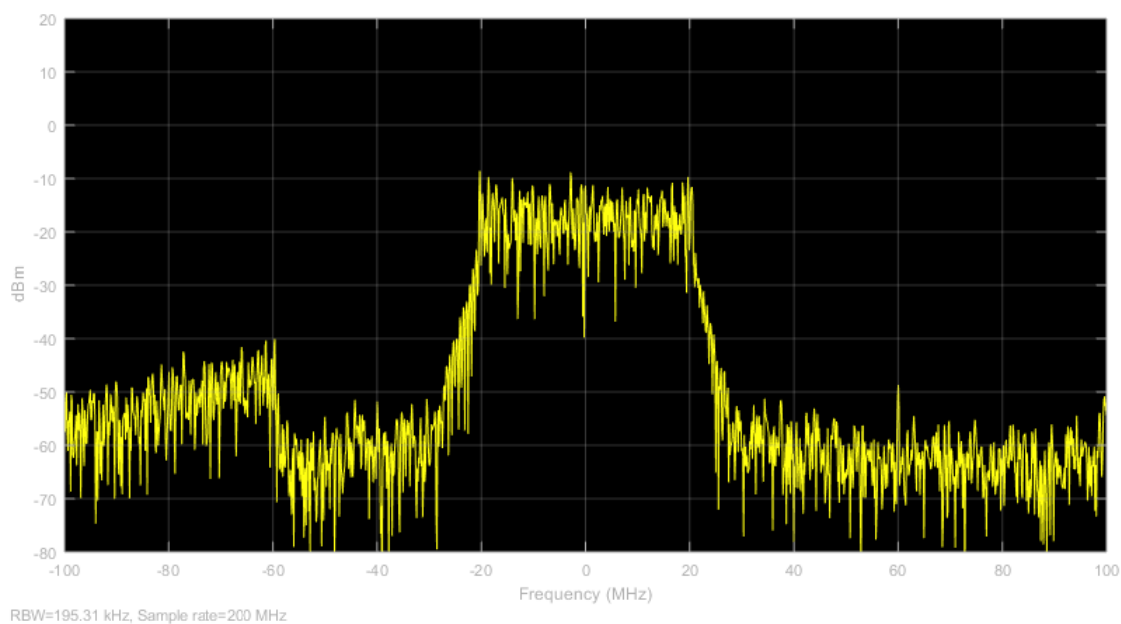
Pre spracovanie signálu som vytvoril v prostredí Matlab skript ProcessHLAN-Data.m, ktorý:

- Načíta navzorkované dáta
- Posunie signál vo frekvencii
- Nájde začiatok rámca
- Vypočíta offset vo frekvencii pre každý rámec

Skript používa pre výpočet začiatku rámca a odhad CFO preambleu tentokrát so známou štruktúrou a známymi symbolmi, ktoré sa nemenia. To je viditeľné aj v časovej oblasti obr. 4.18, kde sú identifikovateľné krátke aj dlhé trérovacie symboly nasledované dátami. Pre odhad začiatku rámca sú použité krátke symboly v preamble, kedy hľadáme koreláciu so známim symbolom v preamble. Takto získame 10 maxím, ktorých indexy porovnávame a pokiaľ sa prvých 5 indexov zhoduje s pred-

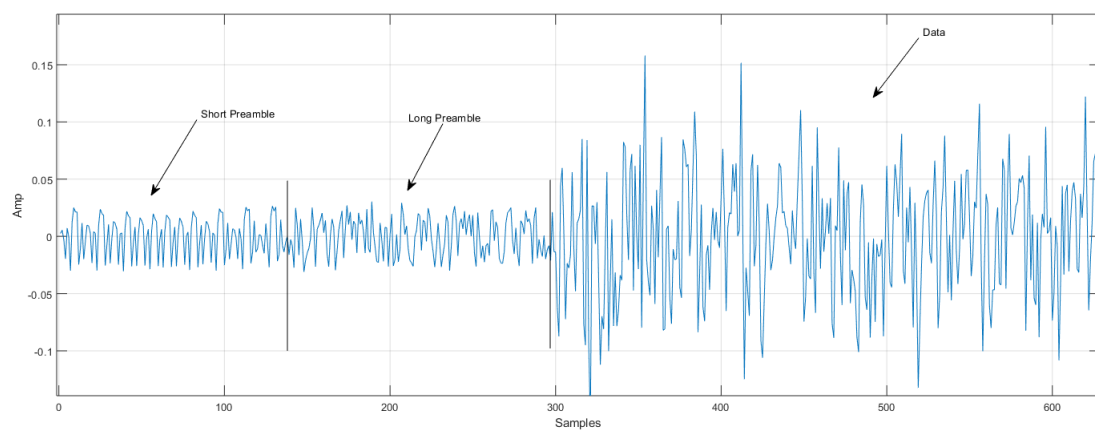


Obr. 4.16: Prijatý signál F-OFDM pred spracovaním

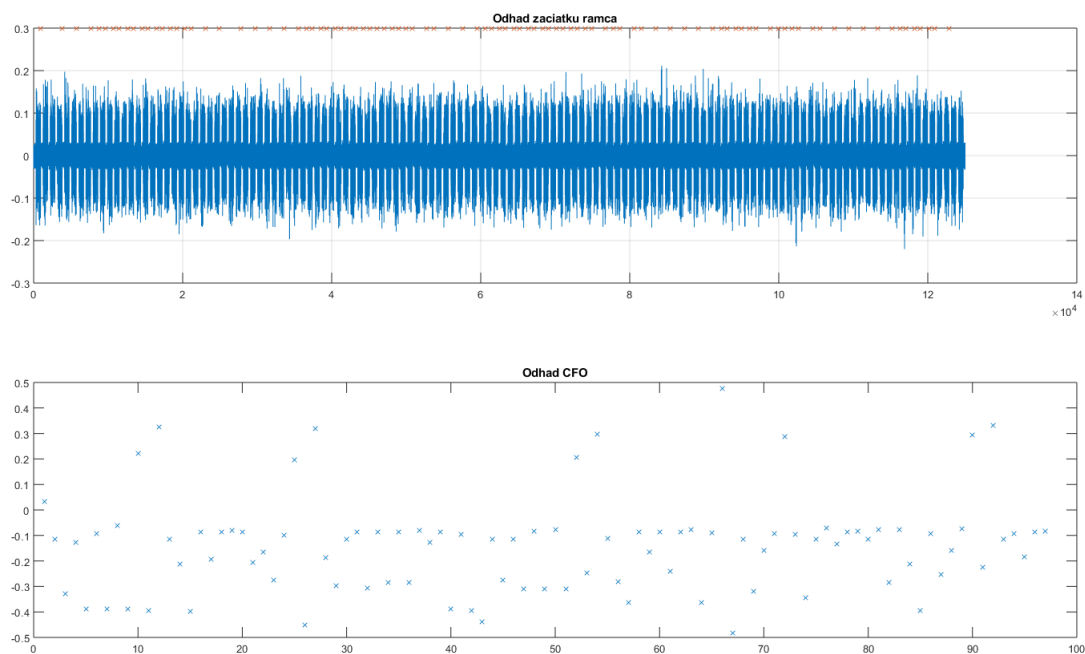


Obr. 4.17: Prijatý signál F-OFDM posunutý vo frekvencii

pokladanými indexami, potom vyhlásime prvé maximum za začiatok preamble. obr 4.19 hore. Ofset nosnej pre daný rámec je založený na metóde Schmidl-Cox [13], pričom je použitá druhá časť preamble. To znamená, že sa medzi sebou porovnávajú dva rovnaké za sebou idúce symboly so známou štruktúrou obr.4.19 dole.



Obr. 4.18: Preambula HiperLAN v časovej oblasti



Obr. 4.19: Prijatý signál F-OFDM v časovej oblasti

5 ZÁVĚR

V tejto práci som zistil, aká komplexná a obširná je problematika vysokorýchlostného prenosu údajov. Preštudoval som množstvo rôznych algoritmov pre synchronizáciu časovania a odhadu offsetu nosnej frekvencie. Získal som bližšiu predstavu ako tieto algoritmy pracujú. Zoznámil som sa s harvérom pre prenos v pásme milimetrových vĺn, ktorý sa pripravuje na našom ústave. Kvôli problémom spojených s vysokorýchlostnou kartou s A/D prevodníkmi som musel pri práci použiť alternatívnu experimentálnu aparatúru. Aj napriek jej nedostatkom ako nízka vzorkovacia frekvencia a frekvenčné obmedzenie v oblasti jednosmernej zložky bolo možné previesť meranie a otestovať tri dva typy preambulí. Prvou bola dvojica špecifických trénovacích symbolov a druhou bola preambula odvodená z HiperLAN II. Možnosť synchronizovať symboly a odhadnúť CFO iba pomocou cyklického prefixu sa ukázalo úplne nepoužiteľné. Preambula HiperLAN II sa ukázala ako vhodná. Vhodná metóda sa ukázala aj metóda pomocou dvojice trénovacích symbolov. Mnou napísané skripty pre generovanie signálu a spracovanie navzorkovaných signálov sú pripravené pre ďalšie rozšírenie, napríklad pre odhad offsetu frekvencie vzorkovania, odhad a kompenzáciu IQ nesymetrií automatické riadenie citlivosti.

LITERATÚRA

- [1] SHAFI, Mansoor, Andreas F. MOLISCH, Peter J. SMITH, et al. *5G: A Tutorial Overview of Standards, Trials, Challenges, Deployment, and Practice*. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* [online]. 2017, 35(6), 1201-1221 [cit. 2017-12-12]. DOI: 10.1109/JSAC.2017.2692307. ISSN 0733-8716. Dostupné z URL:
<<http://ieeexplore.ieee.org/document/7894280/>>.
- [2] KOSCHEL, Leszek a Andreas KORTKE. *Frequency synchronization and phase offset tracking in a real-time 60-GHz CS-OFDM MIMO system*. In: *2012 IEEE 23rd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications - (PIMRC)* [online]. IEEE, 2012, s. 2281-2286 [cit. 2017-12-12]. DOI: 10.1109/PIMRC.2012.6362736. ISBN 978-1-4673-2569-1. Dostupné z URL:
<<http://ieeexplore.ieee.org/document/6362736/>>.
- [3] WU, Fenfang, Yabo LI a Minjian ZHAO. *Estimation of TX I/Q imbalance at the RX side with RX I/Q imbalance and carrier frequency offset for OFDM systems*. In: *2014 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)* [online]. IEEE, 2014, s. 960-965 [cit. 2017-12-12]. DOI: 10.1109/GLOCOMW.2014.7063557. ISBN 978-1-4799-7470-2. Dostupné z URL:
<<http://ieeexplore.ieee.org/document/7063557/>>.
- [4] TIWARI, Shashank, Sourav CHATTERJEE a Suvra Sekhar DAS. *Comparative analysis of waveforms for fifth generation mobile networks*. In: *2016 IEEE International Conference on Advanced Networks and Telecommunications Systems (ANTS)* [online]. IEEE, 2016, s. 1-6 [cit. 2017-12-12]. DOI: 10.1109/ANTS.2016.7947770. ISBN 978-1-5090-2193-2. Dostupné z URL:
<<http://ieeexplore.ieee.org/document/7947770/>>.
- [5] KIM, Jun-woo, Jang-won MOON, Seungjae BAHNG, Young-jo BANG a Youn-ok PARK. *A research on carrier frequency offset estimation for 5G telecommunication*. In: *2014 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC)* [online]. IEEE, 2014, s. 864-866 [cit. 2017-12-12]. DOI: 10.1109/ICTC.2014.6983314. ISBN 978-1-4799-6786-5. Dostupné z URL:
<<http://ieeexplore.ieee.org/document/6983314/>>.
- [6] MINN, Hlaing, Qi ZHAN, Naofal AL-DHAHIR a Huang HUANG. *In-Phase and Quadrature Timing Mismatch Estimation and Compensation in Millimeter-Wave Communication Systems*. *IEEE Transactions on Wireless*

- Communications* [online]. 2017, 16(7), 4317-4331 [cit. 2017-12-12]. DOI: 10.1109/TWC.2017.2696947. ISSN 1536-1276. Dostupné z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7913714/>>.
- [7] MARŠÁLEK, Roman. *Teorie rádiové komunikace*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2012. ISBN isbn978-80-214-4503-1.
- [8] MARŠÁLEK, Roman. *Teorie rádiové komunikace - simulace v SW Matlab*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2012. ISBN isbn978-80-214-4504-8.
- [9] CHIUEH, Tzi-Dar, Pei-Yun TSAI a I-Wei. LAI. *Baseband receiver design for wireless MIMO-OFDM communications*. 2nd ed. Singapore: John Wiley, 2012. ISBN isbn978-1-118-18818-7.
- [10] CHIUEH, Tzi-Dar a Pei-Yun. TSAI. *OFDM baseband receiver design for wireless communications*. Hoboken, NJ: John Wiley and Sons (Asia), c2007. ISBN isbn978-0-470-82234-0.
- [11] MOOSE, P.H. *A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction*. *IEEE Transactions on Communications* [online]. 42(10), 2908-2914 [cit. 2017-12-13]. DOI: 10.1109/26.328961. ISSN 00906778. Dostupné z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/328961/>>.
- [12] MOOSE, P.H. *A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction*. *IEEE Transactions on Communications* [online]. 42(10), 2908-2914 [cit. 2017-12-13]. DOI: 10.1109/26.328961. ISSN 00906778. Dostupné z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/328961/>>.
- [13] MINN, H., M. ZENG a V.K. BHARGAVA *On timing offset estimation for OFDM systems*. *IEEE Communications Letters* [online]. 2000, 4(7), 242-244 [cit. 2017-12-13]. DOI: 10.1109/4234.852929. ISSN 1089-7798. Dostupné z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/852929/>>.
- [14] VAN DE BEEK, J.J., M. SANDELL a P.O. BORJESSON. *ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems*. *IEEE Transactions on Signal Processing* [online]. 45(7), 1800-1805 [cit. 2017-12-13]. DOI: 10.1109/78.599949. ISSN 1053587x Dostupné z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/599949/>>.

- [15] NA, Dongjun a Kwonhue CHOI. *Low PAPR FBMC. IEEE Transactions on Wireless Communications* [online]. 2018, 17(1), 182-193 [cit. 2018-05-15]. DOI: 10.1109/TWC.2017.2764028. ISSN 1536-1276 Dostupné z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8077770/>>.
- [16] HiSilicon Huawei. *f-OFDM scheme and filter design* [online]. 2016, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting 85, R1-165425 Dostupné z URL: <<https://portal.3gpp.org/ngppapp/CreateTdoc.aspx?mode=view&contributionId=708027>>.
- [17] HORLIN, Francios. a Andre. BOURDOUX *Digital compensation for analog front-ends: a new approach to wireless transceiver design*. Hoboken, NJ: J. Wiley, c2008. ISBN 978-0-470-51708-6.

ZOZNAM SYMBOLOV, VELIČÍN A SKRATIEK

MTC	Komunikácia medzi zariadeniami - Machine Type Communication
CR	kognitívne rádio - Cognitive Raddio
OFDM	Ortogonal Frequency Division Multiplex
OFDM-CP	Ortogonal Frequency Division Multiplex - Cyclic Prefix
FBMC	Filter Bank Multi-Carrier
GFDM	Generalized Frequency Division Multiplex
CFO	Ofset nosnej frekvencie - Carrier Frequency Offset
STO	Ofset časovania symbolu - Symbol Timing Offset
PN	Fázový šum - Phase Noise
FFT	Rýchla Fourierova transformácie - Fast Fourier Transform
IFFT	Inverzná rýchla Fourierova transformácie - Inverse Fast Fourier Transform
PAPR	Peak to Avarage Power Reduction
ICI	Inter-Carrier interference
ISI	Inter-symbol interference
SNR	Odstup signál šum - Signal to noise ratio
eMBB	Enhanced mobile broadband
mMTC	Massive machine type communications
URLLC	Ultra-reliable and low latency communications
UFMC	Universal Filter Multi-Carrier
GFDM	Generalized Frequency Division Multiplex
W-OFDM	Windowed Orthogonal Frequency Division Multiplex
F-OFDM	Filtered Orthogonal Frequency Division Multiplex
f_{vz}	vzorkovací kmitočet

ZOZNAM PRÍLOH

A Zdrojové kódy pre Matlab	60
B Zdrojové kódy pre Matlab generujúce dáta pre experiment	72

A ZDROJOVÉ KÓDY PRE MATLAB

```
1
2 function [outputfreq, freqdiff] = DopplerShift(freq,vel)
3 %Calculate Doppler shift, based on frequency and velocity
4
5 c = 299792458; %speed of light
6 outputfreq = freq.*((c+vel)./(c));
7
8 freqdiff = freq - outputfreq;
9 end
10
11
12 [Freq, Vel] = meshgrid(1e9 : 5e9 : 100e9, -10:1:10);
13 [FreqShifted, FreqDelta] = DopplerShift(Freq, Vel);
14 surf(Freq/1e9, Vel, FreqDelta/1e3)
15 xlabel('Frequency [GHz]');
16 ylabel('Velocity [ms-1]');
17 zlabel('Frequency shift [kHz]');
18 hold on
19 contour(Freq/1e9, Vel, FreqDelta/1e3, 'ShowText', 'on')
```

```

1  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
2  % Function return matrix [Nx1] random data
3  % of the M modulation order
4  %
5  % Miroslav Waldecker
6  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
7
8
9  function [data] = BuildData(N_data, M_order)
10     data = randi([0 M_order-1], N_data, 1);
11 end
12
13 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
14 % Function return Mapped Data using M-QAM
15 %
16 % Miroslav Waldecker
17 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
18
19 function [mapped_symbols] = MapData(input_data, M_order)
20
21 %Create object for M-QAM Modulation
22     objQAMMod = comm.RectangularQAMModulator('ModulationOrder', M_order,
23         'PhaseOffset', 0,
24         'BitInput', false, ...
25         'SymbolMapping', 'Binary');
26 % Pass Data to Modulation Object
27     mapped_symbols = objQAMMod(input_data);
28 end

```

```

1  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
2  % Function return ofdm symbol
3  %
4  % Parameters:
5  % inputsymbols -> symbols to be modulated
6  % Nfft -> number of IFFT points (num subcarriers)
7  % Pilots -> matrix[index_pilots, value]
8  % nullcarriers -> vector of null indecies
9  % nullguard -> null guards at bounaries
10 % M_mod -> Modulation Order
11 %
12 %
13 % Miroslav Waldecker
14 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
15
16 function [ofdmsymbol] = ofdm_modulator(inputsymbols, Nfft, pilot_in
17
18 % pilots extract
19     pilot_count = length(pilot_ind);
20
21 % number of null subcarriers
22     null_carr_count = length(nullcarriers);
23
24 % number of input symbols
25     symbols_count = length(inputsymbols);
26
27 indd = 1:Nfft;
28 indd(cat(1, pilot_ind, nullcarriers')) = [];
29 indd = indd(nullguard + 1 : end - nullguard);
30
31 ofdm_data_prepare = zeros(1,Nfft);
32 ofdm_data_prepare(indd) = inputsymbols;
33 ofdm_data_prepare(pilot_ind) = pilot_val;
34
35 ofdmsymbol = ifft(ifftshift(ofdm_data_prepare));
36 end

```

```

1  %%%%%%%%%%%%%%%
2  % Filter data to create F-OFDM signal
3  %
4  %
5  %
6  % Miroslav Waldecker
7  %%%%%%%%%%%%%%%
8
9  function [output_sig] = fofdm_filt(input_sig, Nfft, nullguard)
10
11
12  toneoffset = 2.5;
13  numUsedCarriers = Nfft - 2* nullguard;
14
15  filtertaps = floor(Nfft/2) + 1;
16  filtt = floor(filtertaps/2);
17  nfilt = -filtt : 1 : filtt;
18
19  % Sinc (impulse response of filter) (flat freq response)
20  pbsinc = sinc((numUsedCarriers + 2*toneoffset).*nfilt./Nfft);
21
22  % Truncation window
23  wind = (0.5*(1+cos(2*pi.*nfilt/(filtertaps-1)))).^0.6;
24  fbnormalise = (pbsinc.*wind)/sum(pbsinc.*wind);
25  filtTx = dsp.FIRFilter('Structure', 'Direct_form_symmetric', 'Numerical',
26                        , fbnormalise);
27  output_sig = filtTx([input_sig'; zeros(filtertaps-1,1)]);
28
29  % Remove first filtertap/2 and last filtertap/2 samples due to filter delay
30  % output_sig = output_sig(filtt + 1 : end - filtt);
31  end

```



```

1  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
2  % Compare Power spectral densities of OFDM and F-OFDM signal
3  %
4  %
5  %
6  % Miroslav Waldecker
7  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
8
9  % Modulation order 16 -> QAM 16
10 M_order = 16;
11 % #data in subcarriers
12 N_data = 600;
13 % FFT point
14 N_fft = 1024;
15
16 % Generate data
17 data = BuildData(N_data, M_order);
18 % Map data
19 mapped_symbols = MapData(data, M_order);
20
21 % Create OFDM symbol from data
22 ofdmsymbol = ofdm_modulator(mapped_symbols, N_fft, [], [], [], (N_fft - N_data)/2);
23 % insert cyclic prefix of length 128
24 ofdmsymbol = insert_CP(ofdmsymbol, 128, 1);
25
26 % filter OFDM symbol to create F-OFDM symbol
27 fofdmsymbol = fofdm_filt(ofdmsymbol, N_fft, (N_fft - N_data)/2);
28
29 % Calculate PSDs of proposed symbols
30
31 [psd,f1] = periodogram(ofdmsymbol, rectwin(length(ofdmsymbol)), ...
32                        N_fft*2, 1, 'centered');
33 [psd2,f2] = periodogram(fofdmsymbol, rectwin(length(fofdmsymbol)), ...
34                        N_fft*2, 1, 'centered');

```

```

1 psddb = 10*log10(psd);
2 psddb2 = 10*log10(psd2);
3 figure()
4 plot(f1, psddb);
5 hold on
6 plot(f2, psddb2);
7 grid on
8 xlabel('Normalizovana_frekvencia')
9 ylabel('PSD_[dBW/Hz]')
10 title('Porovnanie_PSD_OFDM_vs._F-OFDM')
11 figure()
12 plot(abs(xcorr(ofdmsymbol)))
13 hold on
14 plot(real(ofdmsymbol))
15
16 figure()
17 plot(abs(xcorr(fofdmsymbol)))
18 hold on
19 plot(real(fofdmsymbol))

```

```

1 %% Function shift signal by CFO
2 function [sigout] = InsertCFO(sigin, cfo, Nfft)
3     sigout = exp(1i*2*pi*cfo*(0:length(sigin)-1)./Nfft).*sigin;
4 end
5
6 function [sigout] = InsertNoise(sigin,SNR)
7 sigout = awgn(sigin, SNR,'measured');
8 end

```

```

1 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
2 % Function return Schmidl - Cox specific preamble
3 % Used for Minn
4 %
5 % Miroslav Waldecker
6 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
7
8 function [preamble] = SchmidlCoxPreamble(Nfft, Ncarr, M_order, cp_l
9
10 % random data for preamble generation (should use PN sequence)
11     preamble_data = BuildData(Ncarr, M_order);
12 % map data to M-qam
13     preamble_data = MapData(preamble_data, M_order);
14 % make preamble periodic
15     preamble_data((1: 2 : end)) = 0;
16
17 % create half of the preamble
18     preamble_symbol_half = ofdm_modulator(preamble_data, Nfft, [],
19
20 % create preamble and insert CP
21     preamble = [preamble_symbol_half preamble_symbol_half];
22     preamble = insert_CP(preamble, cp_len, 1);
23 end
24
25 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
26 % Compare Power spectral densities of OFDM and F-OFDM signal
27 %
28 %
29 %
30 % Miroslav Waldecker
31 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
32
33 % Modulation order 16 -> QAM 16
34 M_order = 16;
35 % #data in subcarriers
36 N_data = 48;
37 % FFT point
38 N_fft = 64;
39 %cp length
40 cp_len = 16;
41
42 % Generate data                                66
43 data = BuildData(N_data, M_order);
44 % Map data
45 mapped_symbols = MapData(data, M_order);

```

```

1  % Create OFDM symbol from data
2  ofdmsymbol = ofdm_modulator(mapped_symbols, N_fft, [], [], [], (N_f
3  % insert cyclic prefix of length 128
4  ofdmsymbol = insert_CP(ofdmsymbol, cp_len, 1);
5
6  % filter OFDM symbol to create F-OFDM symbol
7  fofdmsymbol = fofdm_filt(ofdmsymbol, N_fft, (N_fft - N_data)/2);
8
9  preamble = SchmidlCoxPreamble(N_fft, N_data, M_order, cp_len);
10
11  %%%%%%%%%%%%%%
12  % Insert prefix
13  %
14  % inputsymbol, cp_len -> length of guard interval
15  % gi_type -> 0 - Null
16  %             1 - Cyclic Prefix
17  %
18  % Miroslav Waldecker
19  %%%%%%%%%%%%%%
20
21  function [outputsymbol] = insert_CP(inputsymbol, cp_len, gi_type)
22
23  outputsymbol = [inputsymbol(end-cp_len+1:end)*gi_type inputsymbol];
24
25  end
26
27
28  function [ofdmsymbol] = ofdm_modulator(inputsymbols, Nfft, pilot_in
29
30  % pilots extract
31  pilot_count = length(pilot_ind);
32
33  % number of null subcarriers
34  null_carr_count = length(nullcarriers);
35
36  % number of input symbols
37  symbols_count = length(inputsymbols);
38
39  indd = 1:Nfft;
40  indd(cat(1, pilot_ind, nullcarriers')) = [];
41  indd = indd(nullguard + 1 : end - nullguard);
42
43  ofdm_data_prepare = zeros(1,Nfft);
44  ofdm_data_prepare(indd) = inputsymbols;
45  ofdm_data_prepare(pilot_ind) = pilot_val;

```

```

1  function [output_sig] = fofdm_filt(input_sig, Nfft, nullguard)
2
3
4  toneoffset = 2.5;
5  numUsedCarriers = Nfft - 2* nullguard;
6
7  filtertaps = floor(Nfft/2) + 1;
8  filtt = floor(filtertaps/2);
9  nfilt = -filtt : 1 : filtt;
10
11  % Sinc (impulse response of filter) (flat freq response)
12  pbsinc = sinc((numUsedCarriers + 2*toneoffset).*nfilt./Nfft);
13
14  % Truncation window
15  wind = (0.5*(1+cos(2*pi.*nfilt/(filtertaps-1)))).^0.6;
16  fbnormalise = (pbsinc.*wind)/sum(pbsinc.*wind);
17  filtTx = dsp.FIRFilter('Structure', 'Direct_form_symmetric', 'Numerical',
18                        , fbnormalise);
19  output_sig = filtTx([input_sig'; zeros(filtertaps-1,1)]);
20
21  % Remove first filtertap/2 and last filtertap/2 samples due to filter delay
22  % output_sig = output_sig(filtt + 1 : end - filtt);
23  end
24
25
26  % Modulation order 16 -> QAM 16
27  M_order = 16;
28  % #data in subcarriers
29  N_data = 600;
30  % FFT point
31  N_fft = 1024;
32  N_CP = 128;
33  SNRdb = 20;
34  N_sym = 256;
35  Cfo_inserted = 0.25;
36
37  % Generate data
38  data = BuildData(N_data, M_order);
39  % Map data
40  mapped_symbols = MapData(data, M_order);

```

```

1  % Create OFDM symbol from data
2  ofdmsymbol = ofdm_modulator(mapped_symbols, N_fft, [], [], [], (N_f
3  % insert cyclic prefix of length 128
4  ofdmsymbol = insert_CP(ofdmsymbol, N_CP, 1);
5
6  % filter OFDM symbol to create F-OFDM symbol
7  fofdmsymbol = fofdm_filt(ofdmsymbol, N_fft, (N_fft - N_data)/2);
8  train_data_ofdm = [];
9  train_data_fofdm = [];
10 train_symb = SchmidlCoxPreamble(N_fft, N_data, M_order, N_cp);
11 train_data_ofdm = [train_data_ofdm train_symb];
12 train_symb = fofdm_filt(train_symb, N_fft, (N_fft - N_data)/2);
13 train_data_fofdm = [train_data_fofdm train_symb'];
14
15 cp_data_ofdm = [];
16 cp_data_fofdm = [];
17     for ii = 1 : N_sym
18         data = BuildData(N_data, M_order);
19         mapped_symbols = MapData(data, M_order);
20         ofdmsymbol = ofdm_modulator(mapped_symbols, N_fft, [], [],
21         ofdmsymbol = insert_CP(ofdmsymbol, 128, 1);
22         fofdmsymbol = fofdm_filt(ofdmsymbol, N_fft, (N_fft - N_data
23         cp_data_ofdm = [train_data_ofdm cp_data_ofdm ofdmsymbol];
24         cp_data_fofdm = [train_data_fofdm cp_data_fofdm fofdmsymbol
25     end
26
27
28 snr = 10^(-SNRdb/10);
29
30 Tx = cp_data_fofdm;
31
32 Rx = InsertCFO(Tx, Cfo_inserted, N_fft);
33 Rx = InsertNoise(Rx, SNRdb);

```

```

1  %Estimation Beek
2
3  phi_hat    = zeros(1,N_sym*(N_fft+N_CP)-N_fft);
4  gamma_hat  = zeros(1,N_sym*(N_fft+N_CP)-N_fft);
5
6  for n = 1:N_sym*(N_fft+N_CP)-(N_fft+N_CP)
7      phi=0; gamma=0;
8      for m = n:n+N_CP-1
9          phi = phi+ (Rx(m)*conj(Rx(m)) + Rx(m+N_fft)*conj(Rx(m+N_fft)));
10         gamma = gamma+ Rx(m)*conj(Rx(m+N_fft));
11     end
12     phi_hat(n) = abs(gamma) - (snr/(snr+1))*phi;
13     gamma_hat(n) = -angle(gamma)/(2*pi);
14 end
15 RecData = zeros(1,N_sym*N_fft);
16 for sym = 1:N_sym
17     Rec = Rx((N_fft+N_CP)*(sym-1)+1 + N_CP:(N_fft+N_CP)*sym);
18     RecData((sym-1)*N_fft+1:(sym*N_fft)) = fft(Rec, N_fft)/sqrt(N_ff
19 end
20
21 figure(11)
22 scatter(real(RecData), imag(RecData))
23 figure(2)
24 plot(phi_hat);title('Odhad_zaciatku_symbolu');
25 grid on;
26
27 [val,thetaEst]=findpeaks(phi_hat,'minpeakdistance',N_fft);
28 figure(3)
29 title('Odhad_CF0_Beek');
30 plot(gamma_hat(thetaEst),'xr');
31 grid on;
32 CF0_est_Beek = gamma_hat(thetaEst);
33
34 %Estimation Schmidl-Cox
35
36 CF0_est = zeros(N_sym - 5);
37
38 for n = 1 : N_sym - 5
39     Rx_win = Rx(((n - 1) * (N_fft+N_CP) + 1) : (N_fft+N_CP) * (n +
40     ind = N_fft+2*N_CP+1;
41     ind_data = 2*N_fft+2*N_CP+1;
42     Rx_rect = Rx_win(ind_data:ind_data+N_CP-1);
43     nn = 1:N_CP;
44     CF0_est(n) = angle(Rx_rect(nn+N_fft)*Rx_rect(nn)')/(2*pi);
45 end

```

```

1
2 %Estimation Moose
3
4 for n = 1 : N_sym - 5
5     Rx_win = Rx(((n - 1) * (N_fft+N_CP) + 1) : (N_fft+N_CP) * (n + 4)
6     ind = N_fft+2*N_CP+1;
7     ind_data = 2*N_fft+2*N_CP+1;
8     Rx_rect = Rx_win(ind_data:end);
9     RX1(1,:)= fft(Rx_rect(1:N_fft),N_fft);
10    RX1(2,:)= fft(Rx_rect(N_fft+1:2*N_fft),N_fft);
11    CFO_est(n) = angle(RX1(2,:)*RX1(1,:)))/(2*pi);
12 end
13
14 figure(5)
15 plot(CFO_est,'x');title('Odhad_CFO_Moose');
16 grid on;
17 CFO_est_Moose = CFO_est;
18
19 figure(6)
20 plot(CFO_est_Beek,'xr');
21 hold on
22 grid on
23 plot(CFO_est_SchCox,'og');
24 plot(CFO_est_Moose,'xb');

```


B ZDROJOVÉ KÓDY PRE MATLAB GENERUJÚCE DÁTA PRE EXPERIMENT

```
1  %% sync symb + 8 payload * 64
2
3  % Modulation order 16 -> QAM 16
4  M_order = 16;
5  % #data in subcarriers
6  N_data = 600;
7  % FFT point
8  N_fft = 1024;
9  N_cp = 128;
10
11 data_count = 64;
```

```

1
2 %% CP-OFDM/F-OFDM
3 cp_data_ofdm_200 = [];
4 cp_data_fofdm_200 = [];
5
6 for nn = 1 : data_count
7     for ii = 1 : 8
8         data = BuildData(N_data, M_order);
9         mapped_symbols = MapData(data, M_order);
10        ofdmsymbol = ofdm_modulator(mapped_symbols, N_fft, [], [],
11        ofdmsymbol = insert_CP(ofdmsymbol, 128, 1);
12        fofdmsymbol = fofdm_filt(ofdmsymbol, N_fft, (N_fft - N_data
13        cp_data_ofdm_200 = [cp_data_ofdm_200 ofdmsymbol];
14        cp_data_fofdm_200 = [cp_data_fofdm_200 fofdmsymbol'];
15    end
16 end
17
18 cp_data_ofdm_1g = resample(cp_data_ofdm_200, 10, 1);
19 cp_data_fofdm_1g = resample(cp_data_fofdm_200, 10, 1);
20
21
22 %% Train symbol OFDM/F-OFDM
23
24 train_data_ofdm_200 = [];
25 train_data_fofdm_200 = [];
26
27 for nn = 1 : data_count
28     train_symb = SchmidlCoxPreamble(N_fft, N_data, M_order, N_cp);
29     train_data_ofdm_200 = [train_data_ofdm_200 train_symb];
30     train_symb = fofdm_filt(train_symb, N_fft, (N_fft - N_data)/2);
31     train_data_fofdm_200 = [train_data_fofdm_200 train_symb'];
32
33     for ii = 1 : 8
34         data = BuildData(N_data, M_order);
35         mapped_symbols = MapData(data, M_order);
36         ofdmsymbol = ofdm_modulator(mapped_symbols, N_fft, [], [],
37         ofdmsymbol = insert_CP(ofdmsymbol, 128, 1);
38         fofdmsymbol = fofdm_filt(ofdmsymbol, N_fft, (N_fft - N_data
39         train_data_ofdm_200 = [train_data_ofdm_200 ofdmsymbol];
40         train_data_fofdm_200 = [train_data_fofdm_200 fofdmsymbol'];
41     end
42 end
43
44 train_data_ofdm_1g = resample(train_data_ofdm_200, 10, 1);
45 train_data_fofdm_1g = resample(train_data_fofdm_200, 10, 1);

```

```

1
2 %% Hiperlan OFDM/F-OFDM
3
4 % Modulation order 16 -> QAM 16
5 M_order = 16;
6 % #data in subcarriers
7 N_data = 53;
8 % FFT point
9 N_fft = 64;
10 N_cp = 16;
11
12 hlan_data_ofdm_200 = [];
13 hlan_data_fofdm_200 = [];
14
15 hlan_symb = hiperlanpreamble();
16 hlan_symb_f = fofdm_filt(hlan_symb, N_fft, floor(N_fft - N_data)/2);
17
18 for nn = 1 : data_count
19
20     hlan_data_ofdm_200 = [hlan_data_ofdm_200 hlan_symb];
21     hlan_data_fofdm_200 = [hlan_data_fofdm_200 hlan_symb_f'];
22
23     for ii = 1 : 8
24         data = BuildData(N_data, M_order);
25         mapped_symbols = MapData(data, M_order);
26         ofdmsymbol = ofdm_modulator(mapped_symbols, 64, [], [], [1:]);
27         ofdmsymbol = insert_CP(ofdmsymbol, 16, 1);
28         fofdmsymbol = fofdm_filt(ofdmsymbol, N_fft, floor(N_fft - N_data)/2);
29         hlan_data_ofdm_200 = [hlan_data_ofdm_200 ofdmsymbol];
30         hlan_data_fofdm_200 = [hlan_data_fofdm_200 fofdmsymbol'];
31     end
32 end
33
34 hlan_data_ofdm_1g = resample(hlan_data_ofdm_200, 20, 1);
35 hlan_data_fofdm_1g = resample(hlan_data_fofdm_200, 20, 1);

```

```

1  clear;
2  close all;
3
4  N_fft = 1024;
5  N_CP = 128;
6  N_sym = 730;
7  %N_sym = 10;
8
9  load('cp_ofdm.mat')
10
11 rxSignal3 = rxSignal1;
12
13 res_data = rxSignal3;
14
15
16 % I_samples = real(res_data);
17 % Q_samples = imag(res_data);
18 %
19 % res_data = Q_samples + 1i.*I_samples;
20
21 %Estimation Beek
22 t = 1:length(res_data);
23 sig=res_data.*exp(1i*2*pi*(40e6)*t/200e6);
24
25 agc = comm.AGC;
26 txPower = var(sig(200:end))
27 sig = agc(sig');
28 sig = sig';
29 rxPower = var(sig(200:end))
30 sig = resample(sig, 1, 2);
31 spa = dsp.SpectrumAnalyzer('SampleRate',200e6);
32 spa(sig')
33 spa2 = dsp.SpectrumAnalyzer('SampleRate',200e6);
34 res_data = resample(res_data, 1, 2);
35 spa2(res_data')
36
37 sig=IQcor(sig,0,0);
38 %N_data = 600;
39 %sig = fofdm_filt(sig, N_fft, (N_fft - N_data)/2);
40
41
42
43 phi_hat = zeros(1,N_sym*(N_fft+N_CP)-N_fft);
44 gamma_hat = zeros(1,N_sym*(N_fft+N_CP)-N_fft);
45

```

```

1
2 clear;
3 close all;
4
5 % Modulation order 16 -> QAM 16
6 M_order = 16;
7 % #data in subcarriers
8 N_sym = 53;
9 % FFT point
10 N_fft = 64;
11 N_CP = 16;
12
13
14 load('hlan_fofdm.mat')
15
16 rxSignal3 = rxSignal6;
17
18 res_data = rxSignal3;
19
20
21 % I_samples = real(res_data);
22 % Q_samples = imag(res_data);
23 %
24 % res_data = Q_samples + 1i.*I_samples;
25
26
27 t = 1:length(res_data);
28 sig=res_data.*exp(1i*2*pi*(40e6)*t/200e6);
29
30
31 % res_data = fofdm_filt(res_data, N_fft, floor(N_fft - N_sym)/2);
32 % res_data = res_data';
33 agc = comm.AGC;
34 txPower = var(sig(200:end))
35 % sig = agc(sig');
36 % sig = sig';
37 rxPower = var(sig(200:end))
38
39 sig = resample(sig, 1, 4);
40 spa = dsp.SpectrumAnalyzer('SampleRate',200e6);
41 spa(sig')
42 spa2 = dsp.SpectrumAnalyzer('SampleRate',200e6);
43 res_data = resample(res_data, 1, 2);
44 spa2(res_data')
45

```